Volume XVIII Janvier 1939 Numéro 205

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

André BLONDEL, par J. BETHENOD.

Etages à haute fréquence, étages changeur de fréquence et détecteur des récepteurs de télévision, par J. O. STRUTT.

Télévision. Les signaux de synchronisation, par R. BARTHÉLÉMY.

Tubes électroniques à émission secondaire, par Lucien CHRÉTIEN.

Description d'un fréquencemètre à onde métrique, par P. GAMET.

Analyses.

ÉTIENNE CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e^)

Prix : 9 fr.

La Rédaction décline toute responsabilité en ce qui concerne la teneur des articles publiés, les auteurs assumant l'entière responsabilité de ce qui paraît sous leur signature.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

(Ancienne Société des Amis de la T. S. F.)

ABONNEMENT D'UN AN		Etienne CHIRON	PRIX
France :	90 fr.	ÉDITEUR	DU NUMÉRO : 9 fr.
Étranger tarif faible	110 fr.	40, rue de Seine - PARIS	Tél. : DANTON 47-56
Étranger tarif fort	120 fr.	CHÈQUES POSTAUX PARIS : 53-35	

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse

Malakoff (Seine)

Tél. : ALESIA 56-30

Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 2 francs à toute demande.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radio-Electriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T. S. F. » a pour buts :

1° De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité (art. 1 des Statuts).

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1° Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Electrique*.

2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique.

3° Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc.

4° Bibliothèque et prêt de livres ou de revues à domicile.

5° Abonnements circulaires à certaines revues.

6° Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1° Membres titulaires, âgés de moins de 21 ans ou en cours d'études (pendant 5 ans au plus) ..... 48 fr.

2° Membres titulaires, particuliers ..... 80 fr.

— sociétés ou collectivités ..... 320 fr.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus, pour couvrir le supplément de frais postaux.

Pays ayant adhéré à l'accord de Stockholm ..... 20 fr.

Autres pays ..... 90 fr.

3° Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation, soit ..... 1200 fr.

4° Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à ..... 300 fr

5° Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention annuelle d'au moins ..... 1.000 fr.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE

ORGANE OFFICIEL DE LA SOCIÉTÉ
DES RADIOÉLECTRICIENS

1939

18e ANNÉE

ETIENNE CHIRON, EDITEUR
40, RUE DE SEINE
PARIS

Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

L'ONDE ÉLECTRIQUE

ANDRÉ BLONDEL

(1863-1938)

Le monde des électriciens est en grand deuil ; le 15 novembre 1938, vers 1 h de l'après-midi, André-Eugène Blondel, l'illustre physicien et ingénieur français est mort à l'âge de 75 ans, après une courte maladie. Jusqu'au dernier moment, son extraordinaire lucidité demeura complète, et il disparaît en pleine force intellectuelle.

Issu d'une vieille famille d'origine dijonnaise, André Blondel, né à Chaumont le 28 août 1863, n'avait qu'une dizaine d'années quand il perdit sa mère ; son père, magistrat de haute réputation, éleva ce fils unique dans le culte du beau et du bien. Elève au lycée de Dijon, il entra à l'Ecole Polytechnique (promotion 1883) après avoir été reçu la même année à l'Ecole Normale supérieure. Sorti avec le n° 1 de l'Ecole nationale des Ponts et Chaussées en 1888, licencié des sciences mathématiques et physiques en 1885 et 1889, il devint ingénieur des Ponts et Chaussées, attaché au Service central des Phares et Balises.

Ce fut, sans doute, à l'occasion de cette nomination qu'il s'orienta plus spécialement vers l'étude des phénomènes électriques. A l'époque, en effet, les installations électriques des phares comptaient parmi les plus anciennes et les plus notoires applications de l'électricité ; cependant, le mécanisme du fonctionnement de l'arc électrique était demeuré fort mystérieux et les tentatives faites pour alimenter un seul arc avec deux alternateurs étaient souvent infructueuses.

André Blondel se proposa de faire accomplir un pas décisif à la théorie de l'arc électrique et de déterminer les conditions optima du couplage en parallèle de deux alternateurs ; ainsi fut décidée une des plus belles carrières de physicien et d'ingénieur. Le 29 août 1891, commence, dans le fameux journal *La lumière électrique*, la publication d'un important mémoire sur une méthode d'enregistrement photographique des courants alternatifs, méthode imaginée par André Blondel pour analyser le fonctionnement de l'arc électrique.

Cette analyse est elle-même contenue dans un long article, publié dans ce même journal à la fin de 1891 et au début de 1892, et elle fut suivie d'un travail magistral sur le couplage des alternateurs.

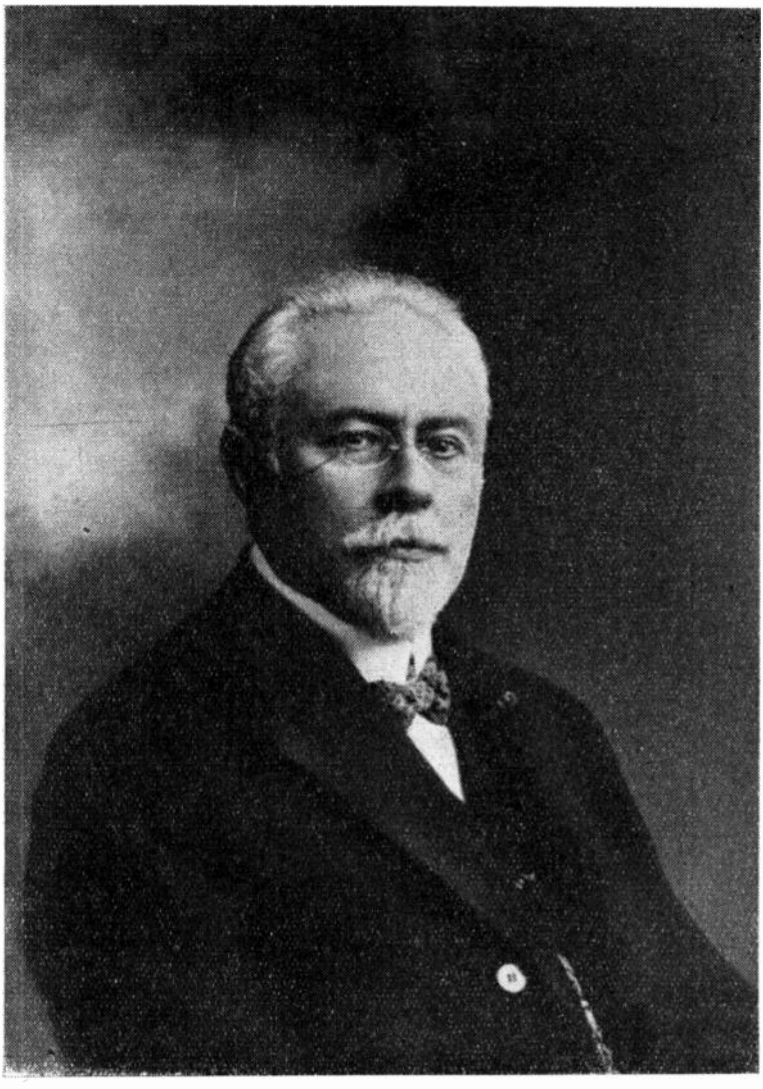
Ces premières études attirent l'attention des électriciens sur les travaux du jeune ingénieur et, en 1893, une série de nouvelles recherches le classent définitivement au premier rang. Depuis cette époque déjà lointaine, le nombre des publications d'André Blondel est considérable (250 environ).

Je me propose d'en donner ici un exposé très succinct, en terminant par les travaux relatifs à la Radio Electricité, auxquels je désire réserver une place toute spéciale dans *l'Onde Electrique*. Le lecteur trouvera d'ailleurs à la fin de cette notice, une liste chronologique de ceux de ces travaux, qui furent publiés avant la guerre de 1914-1918, c'est-à-dire à une époque où peu de physiciens et d'ingénieurs s'intéressaient à la T. S. F.

A) **Appareils et méthodes de mesure.** — L'invention des oscillographes à fer doux et bifilaire, en 1893, aurait suffi à elle seule pour établir la renommée d'un électricien. Parmi les nombreux appareils également imaginés par A. Blondel, on peut encore citer un hystérésimètre (1898), divers galvanomètres de résonance et analyseurs harmoniques (1912-1918) etc. On lui doit aussi d'importants mémoires sur l'amortissement des galvanomètres et analogues.

B) **Phénomènes de l'arc électrique.** — Grâce à la création de l'oscillographe, A. Blondel put entreprendre une étude très complète de l'arc électrique. Je rappellerai seulement qu'il fut le premier à reconnaître l'impossibilité de réallumage de l'arc lorsque la cathode est trop froide, à établir la vraie signification du facteur de puissance de l'arc à courants alternatifs, et à étudier complètement le phénomène de redressement avec électrodes dyssymétriques. On lui doit aussi la notion de caractéristique dynamique (1891-1901), ainsi que la définition devenue classique, des trois régimes de l'arc chantant (1901).

C) **Electrotechnique.** — Immédiatement après la publication de son étude sur le couplage des alternateurs, A. Blondel entreprend (1893-1895) l'étude de la théorie des moteurs asynchrones polyphasés et monophasés, très peu développée jusqu'alors ; il l'amène à un remarquable degré de perfection. En 1895, il publie le fameux diagramme bipolaire des moteurs synchrones, et en 1899, il donne les éléments essentiels de la théorie des deux réactions, directe et transversale, qui permet seule d'expliquer certaines propriétés des alternateurs à pôles saillants. (En par-



André BLONDEL (1863-1938)

ticulier des alternateurs dits à résonance, ainsi que je l'ai établi en 1909). Cette théorie vraiment géniale fut combattue à l'origine, mais elle est maintenant admise universellement.

A. Blondel s'intéresse plus tard à la théorie des moteurs à collecteurs polyphasés et monophasés (1903-1904), dont il perfectionne certains types.

Il fut le précurseur incontesté (1909) du transport d'énergie entre Génissiat, sur le Rhône, et Paris et notamment à cette occasion, il a perfectionné considérablement le calcul des longues lignes à courants alternatifs, envisagé au double point de vue électrique et mécanique (1894-1914).

On lui doit encore la notion de la *tension de rétablissement*, devenue si importante dans l'étude des interrupteurs à haute tension (1905).

Enfin, chargé par la librairie Baillières et Fils, de la direction d'une collection réservée à l'électrotechnique, il publie en 1933 un volume très complet sur la théorie générale des courants alternatifs, et peu de mois avant sa mort, il faisait paraître un long mémoire critique sur les méthodes de calcul des phénomènes transitoires.

D) **Electromécanique-Mécanique.** — Je rappellerai surtout qu'en 1898, en collaboration avec son collègue Paul Dubois, A. Blondel a publié un très important ouvrage intitulé « La traction électrique » qui fait encore autorité en la matière. Ultérieurement, il s'est occupé de problèmes tels que celui des accouplements élastiques (1895), des vibrations de torsion des vilebrequins de moteurs thermiques (1923-1924), etc...

E) **Optique. Photométrie. Procédés d'Eclairage.** — Dès le début de sa carrière, A. Blondel fut amené par ses fonctions, à s'occuper d'optique et de photométrie. Un exposé complet de ses travaux dans ce domaine se trouve publié récemment dans le journal « Lux » ; je me contenterai de mentionner, qu'en 1896, le Congrès International des Electriciens à Genève adopta le système d'unités proposé par lui et comportant le flux lumineux comme concept fondamental, et que depuis 1891, jusqu'à sa mort, A. Blondel consacra une part de son activité à la théorie des projecteurs, à la création de nouveaux profils de lentilles, à celle de divers photomètres et luxmètres, etc... L'invention des verres prismatiques « holophanes », faite en 1893 avec la collaboration de M. Psaroudaki, lui vaut un prix du Franklin Institute.

F) **Acoustique.** — On lui doit également divers travaux remarquables relatifs à cette branche de la physique, notamment en ce qui concerne

la syntonie acoustique et ses applications à la signalisation sonore (1908-1917), l'alignement et la goniométrie par le son (1925-1937), l'analyse de la parole par l'oscillographe (1901), etc...

G) **Télégraphie et Téléphonie sans fil.** — Aussitôt après les mémorables expériences de G. Marconi, A. Blondel s'intéresse à la Télégraphie sans fil, et en 1898, au Congrès de l'Association française pour l'avancement des sciences, il publie deux mémoires, l'un sur la théorie des cohéreurs, l'autre sur celle des antennes, dont le rôle demeurait fort mystérieux à l'époque. A cet égard, on peut affirmer que mon très vénéré maître fut le premier physicien qui apporta quelque clarté dans le fonctionnement de la si étonnante application des découvertes de H. Hertz, dont il connaissait d'ailleurs parfaitement les travaux. Depuis cette époque, il ne cessa de s'intéresser aux questions de T. S. F. et son œuvre dans ce domaine demeure considérable ; je vais tenter d'en donner un aperçu, en m'aidant de la liste qu'on trouvera à la fin de la présente notice.

La théorie des antennes ébauchée en 1898 (1) fut complétée en 1901 (7) et 1903 (10 et 11) ; pendant plus de dix ans, on ne lui ajouta rien d'essentiel.

En 1898-1900 également, A. Blondel préconise l'emploi d'étincelles musicales, permettant de réaliser une syntonie acoustique, avec emploi, comme récepteur d'un tube à vide associé à un téléphone (6 et 25) ; le brevet américain correspondant lui est acheté en 1910, par l'intermédiaire de la Société Française Radio-électrique, au moment ou ce genre d'émission prend une extension considérable. Vers la même époque, il propose pour les postes émetteurs l'application des méthodes de N. Tesla et A. d'Arsonval, avec usage de courant alternatif, pour la charge du condensateur du circuit oscillant. C'est d'ailleurs à ce moment que commence (3) une collaboration très efficace entre A. Blondel et le capitaine du génie Gustave Ferrié ; assistant du premier de ces deux grands Français avant mon service militaire et alors qu'il était obligé de conserver le lit, j'eus la chance de leur servir parfois d'agent de liaison, et ce fut à cette occasion que je fis connaissance d'un tout jeune lieutenant du Génie, Paul Brenot, qui fut d'un très précieux concours pour la mise au point des idées de nos chefs ; les progrès se succédèrent alors rapidement.

En 1902, A. Blondel avait déjà indiqué (8) le principe de la téléphonie sans fil par ondes entretenues, et en 1907 (14 et 15), il propose commme générateur de ce genre d'oscillations l'arc à courant continu produit dans le pétrole ; des expériences sont entreprises à la Tour Eiffel par le lieutenant P. Brenot.

A la même époque (13 et 16), il publie une étude théorique et expérimentale sur les transformateurs à résonance : qu'on me permette de rappeler ici que le développement de ces recherches me conduisit alors à la découverte de ce qu'on a appelé depuis la ferro-résonance.

Dès 1903 (9), A. Blondel avait indiqué des systèmes de radiateur permettant la concentration des ondes, par application d'un principe analogue à celui des réseaux en optique. Il reconnut également les propriétés essentielles des cadres, établissant ainsi les bases de la radiogoniomètrie, en 1911 (18 et 19), il perfectionne les radiogoniomètres et développe la théorie des cadres récepteurs (20, 21 et 22). Ces recherches sont poursuivies en 1912 (24) et 1919.

Je mentionnerai encore son importante contribution au problème de l'orientation par radiophares et de la télécommande par ondes hertziennes (1901-1914). En 1912, les premiers radiophares furent construits suivant ses plans, dans les îles d'Ouessant et de Sein. De 1922 à 1928, divers radiophares perfectionnés, commandés automatiquement par horloges, sont installés sur les côtes de France, grâce à son initiative.

Lors de l'apparition des lampes électroniques, A. Blondel s'attache à l'étude théorique et expérimentale de cette si importante application de la physique. En 1919 et 1920, il publie notamment des mémoires sur le fonctionnement des lampes génératrices et amplificatrices, et ainsi qu'il l'avait fait pour l'arc chantant, il établit une classification des divers régimes possibles ; c'était là en réalité la fameuse classification en régimes A, B, C, revenue quelques années plus tard des Etats-Unis.

Du reste, jusqu'à ses derniers jours, il se tint au courant des progrès si rapides de la radiotechnique, et dans ce domaine, la mort seule vint interrompre une activité vraiment surprenante.

***

Beaucoup de choses resteraient à dire sur son œuvre scientifique et technique : par exemple il chercha toujours à développer les applications de l'oscillographe à l'étude des phénomènes variables les plus divers : vibrations des verges et des cloches, des rails et des ponts, enregistrement des explosions, etc... Par ailleurs, il s'intéressa aux questions d'enseignement, et ses propositions concernant la création du grade de docteur-ingénieur et celle du corps d'ingénieurs militaires, furent adoptés immédiatement.

Il fut un des fondateurs de la Société des Amis de l'Ecole Polytechni-

que, et les radiotechniciens français n'oublieront pas le rôle important qu'il joua lors de la fondation de leur Société.

En terminant, et avant de rappeler les nombreuses distinctions dont il fut l'objet en France et à l'Etranger, je me permettrai d'ajouter ici quelques souvenirs personnels sur la vie d'André Blondel, si admirablement remplie. Obligé à mener une existence très retirée qui, d'ailleurs, convenait à ses goûts simples, par une maladie demeurée assez mystérieuse, mais qui avait peut-être ses origines dans une chute de cheval non avouée, alors qu'il était adolescent (il pratiquait également la nage, le patinage, l'aviron), il dut conserver le lit pendant de longues années. Lorsque j'étais attaché à son laboratoire avec MM. E. Ragonot, M. Boutin et H. Goudet, durant la période de 1904 à 1906, il recevait ses assistants chaque lundi, assis sur son lit ; on lui rendait compte des essais de la semaine précédente, obtenus dans le laboratoire installé alors dans un modeste rez-de-chaussée de la rue Carnot, à Levallois-Perret. Sa clairvoyance nous étonnait toujours lors de la discussion des résultats, et parfois il nous signalait; à distance puisqu'il n'assistait jamais aux expériences, des défauts de montage. Vers 1919, peu après la mort de son père, il se remit à marcher ; j'eus l'occasion d'aller lui rendre visite dans sa propriété de Longpérier, située sur une hauteur aux environs de Charolles. Toujours plein d'activité intellectuelle, il prenait quelques loisirs, soit en « bricolant » lui-même son poste de T.S.F., soit en peignant des aquarelles avec une charmante sensibilité, soit en jouant du piano.

C'était un homme de grand cœur dans toute l'acception du terme. Connu dans son entourage par son inépuisable charité, il avait fondé un dispensaire à Percy-les-Forges pour les enfants pauvres de la région ; de plus, l'Œuvre des Apprentis orphelins d'Auteuil compte parmi ses héritiers. Lorsque nous pûmes, grâce à la générosité de M. Ch. Malegarie, procurer quelque douceur aux derniers jours de la veuve de Lucien Gaulard, A. Blondel nous apporta son patronage avec enthousiasme : il avait d'ailleurs souvent rappelé les travaux de cet infortuné inventeur.

Malgré sa grande modestie, et en dépit de la maladie, il reçut toutes les distinctions que méritait une carrière administrative scrupuleusement remplie (adjoint au directeur du Service central des Phares et Balises, il prit sa retraite en 1927 comme inspecteur général de 1re Classe des Ponts et Chaussées de France).

Nommé commandeur de la Légion d'honneur en 1927 et membre de l'Académie des Sciences depuis 1913, il était président d'honneur de la Société française des Electriciens, à laquelle il s'intéressait beaucoup depuis 1890 et qui avait eu le privilège de ses premières communications.

Il avait beaucoup contribué, en 1916, à la fondation du journal « Revue générale de l'Electricité » dont il présida jusqu'à sa mort le comité de Rédaction.

Il était également président d'honneur de la Conférence internationale des Grands Réseaux électriques à haute tension, du Comité national de l'Eclairage, membre correspondant de diverses académies étrangères (Varsovie, Leningrad), membre d'honneur de nombreuses sociétés d'ingénieurs françaises et étrangères (Londres, New-York, Liège), membre de l'Académie de Dijon, de la Société des Lettres et Arts de Genève, etc.

Parmi ses nombreuses distinctions honorifiques, je citerai la Médaille Mascart, le prix de Rouville du Ministère des Travaux publics, la Médaille du Franklin Institute, le prix Montefiore et, en 1929, la Médaille triennale Lord Kelvin, qui n'a été donnée depuis qu'à deux autres savants étrangers : Elihu Thomson et G. Marconi.

Tout récemment (1937), les Electriciens anglais lui ont décerné la Médaille Faraday et les Electriciens belges, la Médaille Gustave Trasenster. Il a obtenu enfin plusieurs prix aux expositions internationales, notamment à propos des oscillographes.

Jusqu'à la fin de sa vie, il a cherché à maintenir avec la plus grande conscience son activité intellectuelle.

Les honneurs n'avaient pas altéré sa simplicité ; ni discours, ni couronnes, telles ont été ses dernières volontés.

Lorsque je lui ai rendu une dernière visite dans la cathédrale de Dijon, et que j'ai vu, attaché sur son cercueil, un très modeste bouquet apporté par des mains pieuses, j'ai encore mieux compris la vraie grandeur d'un savant et d'un homme de bien.

J. BÉTHENOD.

LISTE CHRONOLOGIQUE DES PUBLICATIONS D'ANDRÉ BLONDEL RELATIVES A LA T. S. F. DE 1898 A 1914

---

(1) La théorie des antennes dans la télégraphie sans fil (*Association française pour l'avancement des Sciences*, 1898).

(2) La théorie des cohéreurs pour la télégraphie sans fil (*Association française pour l'avancement des Sciences*, 1898).

(3) Rapport sur l'état actuel de la Télégraphie sans fil (BLONDEL et Capitaine FERRIÉ) (*Comptes-rendus du Congrès des électriciens*, t. I, p. 321, Paris, août 1900).

(4) Sur la sensibilité maxima des cohéreurs de télégraphie sans fil (BLONDEL et DOBKEVITCH) (*Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, Paris, 23 avril 1900).

(5) Sur la syntonie dans la télégraphie sans fil (Pli cacheté déposé en 1898, publié dans les *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 21, mai 1900).

(6) Perfectionnements aux signaux maritimes et à la télégraphie sans fil par ondes électriques (*Brevet belge* du 3 mai 1900 et *U. S. Patents* 783923, 783992, 821682, de 1900).

(7) Sur le rôle des antennes en Télégraphie sans fil (*Comptes rendus de l'Association française pour l'avancement des Sciences*, Angers, 1901 et *Eclairage électrique*, 1901, t. XXVIII, p. 153).

(8) Perfectionnements dans les moyens de production des ondes électriques pour la Télégraphie et la Téléphonie sans fil, (*Brevets belges* n° 149617 du 3 mai 1902 et *English Patent*, n° 15527 du 11 juillet 1902).

(9) Nouveau radiateur pour la Télégraphie sans fil (ondes dirigées) (*Comptes rendus de l'Association française pour l'avancement des Sciences*. Congrès d'Angers, août 1903, p. 327, d'après le *Brev. belge* du 28 mai 1902).

(10) Antennes de transmission (*Comptes rendus de l'Association française pour l'avancement des Sciences*, Angers, août 1903, p. 107).

(11) Puissance mise en jeu dans les antennes de transmission (*Comptes rendus de l'Association française pour l'avancement des Sciences*, Angers, août 1903, p. 137).

(12) Sur les phénomènes de l'arc chantant (*Eclairage électrique* 15 et 22 juillet 1905, t. XLII, p. 41, 81 ; *Journal de Physique*, 4e Série, t. IV, 1905, p. 601 et *Comptes rendus* 26 juin 1905, t. CXL, p. 1680).

(13) Sur la décharge des condensateurs alimentés par des courants alternatifs et sur le réglage des transformateurs à la résonance, (*Eclairage électrique*, t. III, 1907, p. 217, 253, 325 (n° 20, 21, 23), et *Bulletin de la Société Française de Physique*, 1907, p. 233.

(14) Production continue d'ondes pour la Télégraphie sans fil (*Comptes rendus de l'Association française pour l'avancement des Sciences*, Reims, 1907, et *la Revue électrique*, t. VIII, p. 74).

(15) Nouveaux dispositifs pour la production d'oscillations continues de haute fréquence au moyen de courant continu à haute tension (*Comptes rendus de l'Association française pour l'avancement des Sciences*, Reims, 1907, *et La Revue électrique*, t. VIII, p. 75.

(16) Sur le réglage des transformateurs à la résonance pour la production des décharges disruptives (*Journal de Physique*, 4e série, t. VI 1908).

(17) Perfectionnements à la Télégraphie sans fil (Arc dans le pétrole circulant) *Brevet belge* n° 205892 du 14 février 1908.

(18) Nouveau système de cadres récepteurs pour la déterminarion de l'orientation des ondes (*Brevet belge* du 15 juillet 1911).

(19) Nouveau procédé pour la détermination de l'orientation des ondes hertziennes par un système de plusieurs cadres récepteurs (*D. R. Patentschrift*, n° 237456, 17 août 1911).

(20) Sur les diverses méthodes de mesure de l'orientation en radiotélégraphie, dans le cas d'ondes *entretenues* (*Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 11 septembre 1911, p. 511).

(21) Influence de l'amortissement des ondes dans l'emploi des cadres d'orientation en radiotélégraphie (*Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 25 septembre 1911, p. 591).

(22) Sur l'emploi des cadres d'orientation pour la réception des *trains d'ondes* amortis (*Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 1er octobre 1911).

(23) Note sur les aériens d'orientation en radiotélégraphie ; les systèmes d'antennes conjuguées (*La Lumière électrique*, t. XVI, 7 octobre et 4 novembre 1911, p. 5 et p. 131).

(24) Procédé pour la détermination de l'orientation des ondes hertziennes (*Brevet français* du 7 décembre 1912).

(25) Sur l'origine de la télégraphie sans fil par étincelles musicales (*Comptes rendus de l'Academie des Sciences*, 3 février 1913).

J. BETHENOD.

ÉTAGES A HAUTE FRÉQUENCE, ÉTAGES CHANGEUR DE FRÉQUENCE ET DÉTECTEUR DES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION

par J. O. STRUTT

Natuurkundig Laboratorium der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven Hollande

SOMMAIRE. — Au paragraphe I on établit que l'intensité de signal à l'entrée, pour dépasser suffisamment le niveau de bruits extérieur doit être de l'ordre de 1 à 2 mV. La même valeur résulte de la considération du niveau de bruits intérieur (effet shot). Il en résulte la condition de devoir réaliser depuis l'antenne jusqu'au détecteur, une amplification totale de l'ordre de 50.000 fois environ. Au paragraphe II on explique tout d'abord le schéma d'un récepteur du commerce et ensuite celui de deux appareils expérimentaux de réalisation récente. Le paragraphe III traite de l'amplification en haute fréquence à l'aide de trois types nouveaux de lampes (dont deux types expérimentaux), en utilisant une amplification en trois étages entre l'antenne et le détecteur. La construction d'un amplificateur suivant les principes étudiés au paragraphe III est expliquée au paragraphe IV sur un appareil expérimental. Au paragraphe V les considérations qui précèdent sont généralisées en vue d'en tirer des critères pour la qualité des tubes amplificateurs pour récepteurs de télévision. L'étage changeur de fréquence d'un récepteur de télévision est considéré au paragraphe VI. Au paragraphe VII on établit les conditions à imposer à une diode détectrice pour la télévision.

I. Niveaux de bruits extérieur et intérieur. Intensité du signal à l'entrée, degré d'amplification nécessaire. — On a constaté qu'une réception irréprochable n'est possible en télévision, au centre des grandes agglomérations, où le *niveau de bruits extérieur*, dû aux systèmes d'allumage des autos, aux appareils à ondes courtes pour usages médicaux et autres est très élevé, qu'à condition de pouvoir disposer à l'entrée du récepteur d'une intensité de signal au moins égale à 1 mV environ. Ceci en admettant pour l'onde porteuse la fréquence habituelle d'environ 40 mégacycles/sec et une largeur de bande correspondant à un nombre de lignes d'emploi courant actuellement (au-delà de 400).

En nous référant à l'émetteur de l'Alexandra Palace à Londres, la porteuse du son a une fréquence de 41,5 mc/s et celle de l'image une fréquence de 45 mc/s (soit respectivement une longueur d'onde de 7,23 et de 6,67m). Souvent dans les récepteurs de télévision, le premier étage à haute fréquence a comme fonction d'amplifier non seulement l'onde porteuse d'image avec une de ses bandes latérales mais également la

porteuse du son avec sa modulation. Si nous avons à considérer comme élément de couplage haute fréquence un seul circuit résonnant, la largeur de bande nécessaire de celui-ci sera de 4 mc/s environ. Nous égalons cette largeur de bande à l'intervalle de résonance B du circuit (fig. 1), en entendant par là l'écart en fréquence pour lequel l'impédance du circuit est

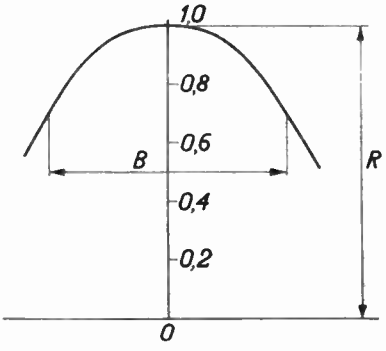


FIG. 1. Partie du haut de la figure : échelle de fréquences indiquant les ondes porteuses d'images f b et du son f t de l'émetteur de télévision londonien, avec leurs bandes latérales. Partie du bas de la fig. : courbe de résonance d'un circuit oscillant (impédance en valeur absolue en fonction de la fréquence portée linéairement), qui est accordé de telle sorte que le son et la porteuse d'images avec une des bandes latérales tombent à l'intérieur de la « largeur de résonance » B du circuit.

tombée à 0,707 fois sa valeur à la résonance. L'impédance R d'un circuit à la résonance est donnée par la formule $R = (2 \pi CB)^{-1}$ où C est la capacité en Farads contenue dans le circuit pour la position de résonance, R étant exprimé en Ohms et B en c/s.

Considérons à présent le *niveau de bruits intérieur*, d'un récepteur de télévision. Ce dernier niveau de bruits trouve son origine en ordre principal dans le mouvement brownien des électrons dans le circuit d'entrée du récepteur ainsi que dans l'effet « shot » dans le premier tube à haute fréquence. Dans certaines conditions les composantes de bruits dues au deuxième circuit (après le premier tube) et au deuxième tube, peuvent jouer également un rôle non négligeable. Le bruit d'origine brownienne dans une résistance R produit aux bornes de celle-ci une tension alternative efficace E_{cct} dont la valeur est donnée par :

$$E^2_{cct} = 4 \, k \, T \, R \, B \text{ (volts)} \qquad (1)$$

où k est la constante de Boltzmann ($1{,}37 . 10^{-23}$ joule par degré), T la température absolue de la résistance R en degrés absolus (0° Cels. =

273 degrés absolus), R la résistance en ohms et B la largeur de bande considérée en c/s (la courbe de résonance étant supposée rectangulaire). Les valeurs de R et B peuvent être à peu près confondues avec les valeurs correspondantes énumérées plus haut pour un circuit oscillant. L'effet de grenaille dans les tubes amplificateurs peut être remplacé fictivement par le bruit d'origine thermique dans une résistance équivalente connectée à l'entrée du tube. Cette résistance peut être calculée à partir des données de la lampe :

$$R_{\text{équiv.}} = 2500 \frac{f}{S},$$

où S figure la pente (éventuellement la pente de conversion) exprimée en mA/V et f un facteur dépendant de la construction du tube. Ce facteur vaut dans le cas des triodes environ 2 et pour les tubes à grilles multiples de 6 à 10 environ. Pour les lampes multigrilles à bruit réduit (par ex. EF 8 ou E F 13) on a environ $f = 3$. A l'aide de ces formules une étude quantitative du bruit des récepteurs de télévision devient possible. Nous admettons une capacité totale du circuit d'entrée (y compris la capacité propre du tube) devant le premier tube, égale à 30 $\mu\mu$F et B = 1 mc/s. Dans ces conditions R devient env. 1.300 ohms. En vertu de (1) la tension de bruit effective vaut $E_{cct} = 10^{-5}$ V. La résistance de bruit équivalente d'un tube amplificateur normal avec une pente S = 4 mA/V vaut de 3000 à 6000 ohms à la longueur d'onde de 7 m. La tension relative à l'effet de grenaille dans cette résistance sera $(6/1{,}3)^{1/2}$ fois la tension calculée ci-dessus pour le circuit d'entrée. On constate que dans les conditions choisies le bruit dû au tube souvent l'emporte sur celui des circuits. Nous devons en effet additionner les carrés des tensions alternatives E_{cct} et E_{tb} en vue d'obtenir la tension de bruit résultante $E_{rés} = (E^2_{cct} + E^2_{tb})^{1/2}$ L'intensité du signal à l'entrée sur la grille de la première lampe étant de 1 mV et la tension de bruit résultante $E_{rés}$, d'env. 0,02mV, la profondeur de modulation due au bruit sera d'env. 1 %, ce qui dépasse déjà un peu la limite de perturbation tolérable. Nous devons donc nous efforcer d'obtenir dans notre cas une intensité de signal minimum d'env. 2 mV sur la grille du premier tube.

Les tensions alternatives nécessaires pour moduler le tube à rayon cathodique atteignent de 50 à 100 V (un peu moins pour les tubes modernes : 20 à 30 volts pour le tube 3962). En adoptant une tension à l'entrée du récepteur de 2 mV, le degré d'amplification total depuis la grille de la première lampe jusqu'au tube cathodique devra être d'env. 50.000. On peut répartir cette amplification totale sur les étages à haute fréquence, l'étage changeur de fréquence et les étages à fréquence d'image.

11. **Dispositions générales des étages dans les récepteurs de télévision.** — Tandis que dans ces dernières années il se manifeste une certaine unification dans les schémas des récepteurs de radiodiffusion, où prédomine le type à superhétérodyne, la construction des récepteurs de télévision est à ce jour encore l'objet d'une très grande diversité. Cela s'explique en partie par l'évolution constante des tubes amplificateurs nouveaux destinés à la télévision. Chaque type nouveau porte en lui des possi-

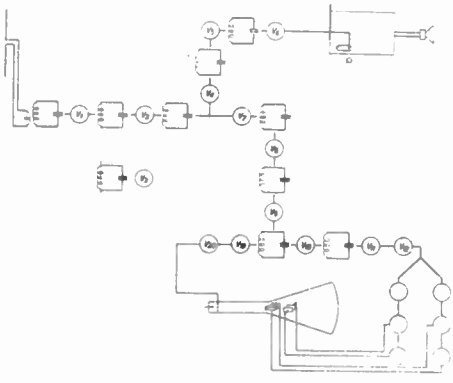


Fig. 2

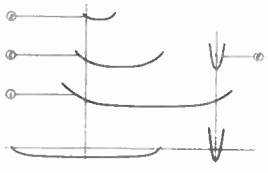


Fig. 3

Fig. 2. Schéma d'un récepteur de télévision comprenant le récepteur de radiophonie. V_1 tube amplificateur à haute fréquence pour l'image et le son (env. 7 m. de longueur d'onde). V_2 tube mélangeur avec oscillatrice V_3 ; V_4 et V_5 tubes à fréquence intermédiaire (env. 600 m. de longueur d'onde) de la partie audio ; V_6 tube détecteur de la partie audio ; V_7, V_8, V_9 tubes amplificateurs à haute fréquence (qu'on peut également appeler tubes à fréquence intermédiaire) de la partie vidéo (env. 20 m. de longueur d'onde) ; V_{19} tube détecteur d'images ; V_{20} tube amplificateur pour la fréquence d'image (30 — 2, 5. 10^6 Hz) ; V_{10}, V_{11}, V_{12} tubes destinés à l'amplification des signaux de synchronisation.

Fig. 3. Représentation schématique des divers domaines de fréquences d'un récepteur de télévision. En haut : signaux audio et vidéo (à gauche). 1 : courbes caractéristiques des étages V_1 et V_2 de la fig. 2. 2 : courbes caractéristiques donnant les intervalles de fréquences des étages V_4 à V_6 de la fig. 2. Cette caractéristique a été déplacée dans le diagramme en fréquence, afin de pouvoir être représentée, mais en réalité elle se trouve vers des fréquences beaucoup plus basses. 3 : courbe caractéristique des étages V_7 à V_9 pour l'amplification de l'image (également décalée dans l'échelle des fréquences). 4 : courbe caractéristique des étages V_{10} à V_{12}.

bilités nouvelles qui ne peuvent être exploitées à fond qu'à condition d'adapter les schémas aux propriétés considérées. L'objet essentiel du présent travail est de présenter au lecteur quelques possibilités nouvelles qu'ont rendu possible des tubes nouveaux élaborés dans les Laboratoires Philips. Nous n'avons donc pas en vue d'épuiser le sujet par une description complète des schémas existants pour les étages à haute fréquence, à changement de fréquence et détecteurs, mais plutôt d'examiner de

près quelques exemples de semblables étages utilisant des tubes récents.

Nous partons du schéma d'un récepteur de télévision sorti en 1937 par la firme Philips, et qui se rapporte à l'état de développement des tubes de cette époque (fig. 2). Comme on voit, il comprend pour la réception de l'image un étage à haute fréquence, un changeur de fréquence, trois étages à fréquence intermédiaire, qui du fait de la valeur élevée de cette fréquence intermédiaire (env. 14 MHz) peuvent être également appelés des étages à haute fréquence, ensuite un étage redresseur et un étage amplificateur à fréquence d'image. Ces divers étages contiennent en tout 7 tubes, en comptant pour un seul tube l'oscillateur et le tube changeur de fréquence. En vue de la réception du son, après le tube changeur de fréquence on trouve deux tubes à fréquence intermédiaire et un tube détecteur, qui fournit la tension d'entrée de la partie basse fréquence avec haut-parleur. A la fig. 3 on a représenté les divers domaines de fréquence entrant en jeu dans cet appareil. Dans le présent travail nous ne nous occuperons que des étages indiqués par les lettres V_1, V_3, V_2, V_4, V_5, V_7, V_8, V_9, V_{10} dans la fig. 2.

A titre exemplatif nous considérons deux dispositions pour les étages à haute fréquence, de changeur de fréquence et de détection, et qui s'écartent du schéma classique de la fig. 2. Ces deux dispositions nouvelles peuvent être désignées sous le nom de système à amplification directe et de système à superhétérodyne (à la fig. 2 également se trouve dessiné un récepteur à superhétérodyne).

Dans l'appareil à amplification directe nous admettrons qu'après détection, une amplification de l'ordre de 10 fois est désirée dans l'amplificateur à fréquence d'images, ce qui donc rend nécessaire une amplification de l'ordre de 2.000 à 5.000 fois depuis l'antenne jusqu'au détecteur. Ce gain devra être réalisé en trois étages en utilisant trois tubes. Dans ces conditions la partie à haute fréquence est supposée ne servir que pour l'onde porteuse et pour une des bandes latérales de l'image. On utilisera la bande de l'image, la plus écartée de l'onde porteuse du son. La bande de fréquences à amplifier B (dans le sens du paragraphe I) devra avoir une largeur de 2,5 mc/s .On utilisera pour l'onde porteuse de la partie son et ses bandes latérales, un appareil complètement séparé. Ce récepteur pour le son contiendrait un tube à haute fréquence, un tube changeur de fréquence, un tube à moyenne fréquence, puis, après un étage détecteur, la partie à basse fréquence. Au lieu des 8 tubes de la fig. 2, dans le nouvel appareil on compte en tout $3 + 3 = 6$ tubes. A la fig. 1 on a dessiné les étages énumérés plus haut pour celui-ci. Il est d'ailleurs possible de gagner encore un étage dans la partie du son.

en supprimant la première lampe à haute fréquence. On arrive ainsi au total de 5 tubes.

L'appareil à superhétérodyne demande pour l'amplification nécessaire dans le récepteur d'image, un étage à haute fréquence (1 tube), un étage changeur de fréquence (2 tubes) et un étage à fréquence intermédiaire (1 tube). La partie radiophonique utilise comme dans la fig. 2, les mêmes

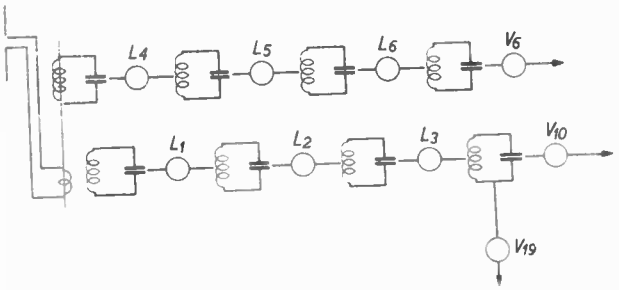


FIG. 4. Représentation schématique de la partie à haute fréquence d'un récepteur de télévision moderne à amplification directe et partie audio séparée. L_1, L_2, L_3 sont les tubes de la partie à haute fréquence dans le récepteur d'images. V_6, V_{10} et V_{19} sont les tubes analogues à ceux marqués de façon correspondante à la fig. 2. L_4, L_5 et L_6 sont respectivement les tubes amplificateur à haute fréquence, changeur de fréquence et amplificateur à fréquence intermédiaire du récepteur audio. Dans un montage approprié on peut également se dispenser du tube L_4. Par rapport à la fig. 2 il y a une économie de 2 ou 3 tubes et des éléments de connexion correspondants.

étages à haute fréquence et changeur de fréquence et en plus encore un tube à moyenne fréquence (1 tube). Ainsi au total 1 + 1 = 5 tubes sont en service. Le schéma est représenté à la fig. 5.

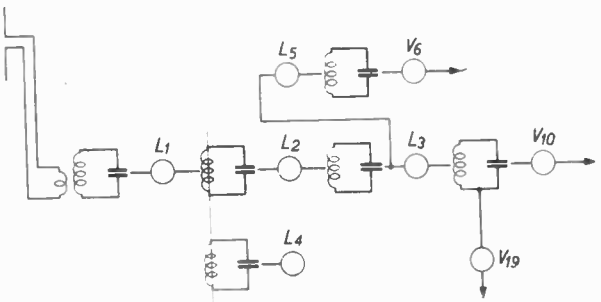


FIG. 5. Schéma de la partie à haute fréquence d'un récepteur de télévision moderne avec montage à superhétérodyne. L_1 tube de l'étage à haute fréquence (audio et video). L_2 tube changeur de fréquence pour l'image et le son avec oscillatrice L_4. L_3 tube à fréquence intermédiaire (env. 20 m. de longueur d'onde) pour l'image. L_5 tube à fréquence intermédiaire pour le son (env. 600 m. de longueur d'onde). V_6, V_{10} et V_{19} désignent les mêmes tubes qu'à la fig. 2. Par rapport à la fig. 2 il y a une économie de 3 tubes avec les éléments de connexion correspondants.

III. **Amplification à haute fréquence dans l'appareil à amplification directe.** — En vue de cette utilisation nous avons au Laboratoire réalisé trois nouveaux tubes (fig. 8, 9, 10). Je tiens à faire remarquer qu'il s'agit

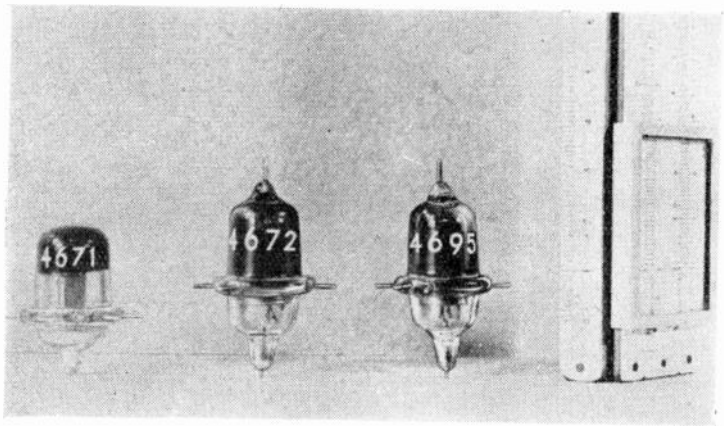


FIG. 6. Photo des tubes-boutons Philips 4671 (triode), 4672 (pentode à haute fréquence) et 4695 (pentode à haute fréquence à amplification variable) avec échelle témoin (échelle en cm) (de gauche vers droite).

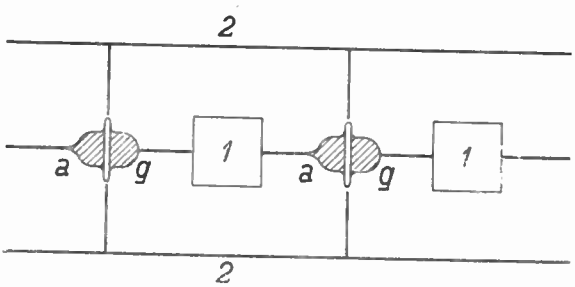


FIG. 7. Données présentées sous forme schématique concernant la construction d'un amplificateur à haute fréquence à pentodes-boutons. *a* connexion d'anode, *g* connexion de grille, *1* circuits accordés, 2 écran (tôle).

ici de tubes expérimentaux, dont on ne peut pas encore dire actuellement à quel moment une production industrielle sortira. En plus de ces tubes récents nous avons utilisés des tubes-boutons (triode : 4671 ; pentode : 4676 ; pentode à amplification variable : 1695) que l'on trouve dans le commerce. Nous avons mesuré pour tous ces tubes toutes les données utiles en ondes courtes : l'admittance d'entrée, l'admittance de sortie, et la pente. Nous avons à cet effet employé des dispositifs de mesure qui ont été décrits en détail ailleurs (Voir bibliographie N^os^ 7, 8, 9, 10, 11, 12).

Nous prenons comme premier exemple les tubes boutons (fig. 6). La triode 4671 n'entre en ligne de compte que comme oscillatrice uniquement et n'est donc pas susceptible d'être utilisée dans le récepteur à amplification directe. Des deux pentodes c'est le tube 4695 qui possède la pente la plus élevée (env. 2 mA/V). Nous nous bornerons au cas de cette pentode. La capacité d'entrée est d'env. 3, 8 $\mu\mu$ F, la capacité de sortie d'env. 2, 7 $\mu\mu$ F. La résistance en parallèle sur l'entrée (résistance d'amortissement) vaut à la longueur d'onde de 7 m. environ 100 k Ω, la résistance en parallèle sur la sortie est supérieure à 400 k Ω. Au moyen de ces tubes il est possible de réaliser une construction de la partie à haute fréquence, de très faible capacité, qui est figurée de façon schématique à la fig. 7. On peut admettre pour la valeur de la capacité d'ensemble d'un circuit intercalé entre deux tubes (fig. 7) env. 12 $\mu\mu$ F. Pour une largeur d'intervalle de résonance B (Voir fig. 1) de 2 MHz la résistance

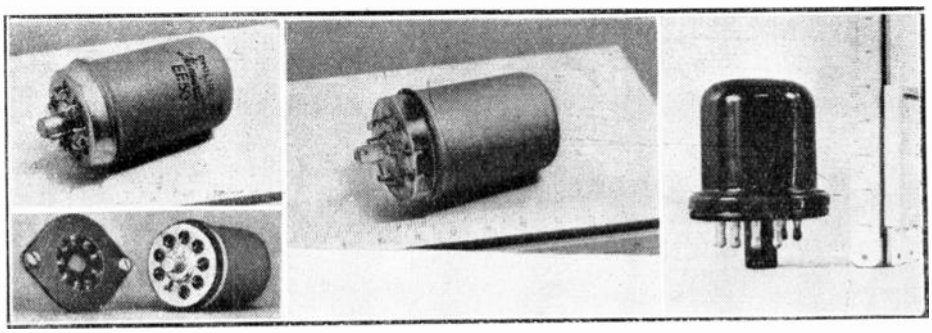


Fig. 8 Fig. 9 Fig. 10

Fig. 8. Photo des tubes Philips amplificateurs à émission secondaire (4696) dans une exécution nouvelle où toutes les électrodes du tube sont sorties par en-dessous. Construction tout à fait en verre.

Fig. 9. Photo des tubes amplificateurs à haute fréquence à pente élevée et à admittances en ondes courtes favorables, dans lesquels toutes les électrodes sont sorties par en-dessous.

Fig. 10. Photo de tubes amplificateurs à haute fréquence dont la construction interne est identique à celle en fig. 9 mais à paroi métallique.

à la résonance du circuit est alors de 6.600 ohms environ et pour la largeur de 3 mc/s la résistance est de 1.400 ohms environ. Pour un couplage judicieux entre l'antenne et le premier circuit à haute fréquence du récepteur on peut compter sur une tension à l'entrée sur la première grille de 2 mV en moyenne. Au cas où les trois circuits suivants sont tous pareils, on obtient dans l'hypothèse d'un intervalle de résonance B de 2 mc/s une amplification en haute fréquence de $(2.\ 6{,}6)^3 = 2300$ fois, et pour la largeur de 3 mc/s une amplification d'environ 680 fois. Dans le pre-

mier cas on obtient de 4 à 5 volts à l'entrée de l'étage de détection d'image, dans le dernier cas 1,3 V environ. Tandis que la première de ces valeurs peut être qualifiée de satisfaisante en moyenne, la dernière nécessite une amplification à fréquence d'image supérieure à celle qui est usuelle en ce moment.

Comme exemple suivant nous considérons une réalisation nouvelle (fig. 8) de la pentode amplificatrice Philips (4696) à cathode d'émission secondaire (voir bibliographie nº 3). Cette exécution nouvelle se distingue de l'exécution primitive par deux détails importants dans le domaine des ondes courtes : 1. Toutes les amenées des électrodes (y compris la grille d'attaque) sont ramenées dans le culot ; 2. Toutes les connexions depuis les broches de contact extérieures jusqu'aux électrodes dans le tube sont prises aussi courtes que possible. Du fait de la première disposition citée, il est possible de réaliser un amplificateur à ondes courtes sous un encombrement bien moindre qu'avec la disposition usuelle (grille d'attaque au sommet de la lampe). Toutes les connexions entre le tube et les autres éléments du montage peuvent dans cette disposition être prises très courtes ce qui est d'une utilité réelle dans la construction d'un appareil à capacité réduite. Par suite d'autre part des précautions énoncées sous 2. les effets d'amortissement qui proviennent dans le domaine des ondes courtes, des connexions vers les électrodes, ont été diminués fortement, et notamment pour les tubes à pente élevée. Les caractéristiques de ce nouveau tube, qui nous intéressent sont : pente 14 mA/V, capacité de service à l'entrée env. 10 $\mu\mu$F, capacité de sortie env. 7, 5 $\mu\mu$F, résistance parallèle sur l'entrée env. 9.000 ohms en service à la longueur d'onde de 7 m, résistance en parallèle sur la sortie env. 33 kΩ en service à 7 m de longueur d'onde .Pour la capacité totale d'un circuit connecté entre deux tubes on trouve en tenant compte des possibilités constructives de réduction de la capacité, 30 $\mu\mu$F environ. En appliquant une construction aussi compacte que possible, on peut obtenir une capacité totale de 23 $\mu\mu$F environ. Pour une largeur de résonance de B = 4 mc/s, adoptant une capacité de 30 $\mu\mu$F, l'impédance de résonance du circuit atteint env. 1.300 ohms, pour 3 MHz env. 1.800 ohms et pour 2 mc/s 2.700 ohms environ. L'amplification d'un étage devient ainsi pour la largeur de 4 MHz 18 fois, pour 3 mc/s env. 24 fois et pour 2 MHz 36 fois environ. En utilisant ces nouveaux tubes il devient donc possible même pour la largeur de 1 mc/s de réaliser en trois étages l'amplification d'environ 5.500 fois.

Le troisième exemple a rapport à une pentode à haute fréquence à pente particulièrement élevée et à admittances en ondes courtes favorables,

qui peut être réalisée dans deux formes (fig. 9 et fig. 10). Les données caractéristiques de ce tube qui nous intéressent sont : pente 1,5 mA V, courant anode 10 mA, capacité d'entrée en service 7,7 $\mu\mu$F capacité de sortie en service env. 1,1 $\mu\mu$F, résistance en parallèle sur l'entrée à 7 m de longueur d'onde env. 12 kiloohms, résistance en parallèle sur la sortie à 7 m de longueur d'onde env. 70 k Ω. Comme ce tube permet une construction à capacité réduite des amplificateurs, grâce à la disposition en-dessous de toutes les électrodes du tube, nous pouvons admettre pour la capacité totale d'un circuit connecté entre deux tubes environ 18 $\mu\mu$F. A la résonance nous obtenons pour 3 mc/s de largeur de résonance, une impédance de circuit d'env. 3.000 ohms, et pour 2 mc/s env. 1.500 ohms.

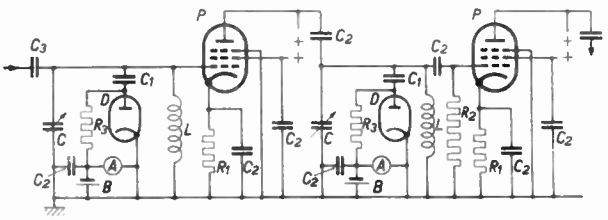


Fig. 11. Schéma d'un amplificateur à haute fréquence avec voltmètres à diode incorporés en vue de mesures. L bobines de self qui sont accordées à l'aide des condensateurs variables étalonnés C à la fréquence désirée. C_1 et C_2 sont des condensateurs de blocage, d'env. 2000 $\mu\mu$F, à faible inductance. B sont les tensions de batterie réglables en vue de l'ajustement des diodes D (diodes-boutons). A sont les microampèremètres. R sont des résistances de cathodes (quelques centaines d'ohms) pour la production des tensions de grille négatives. R_2 sont des résistances de fuites (env. 0,5 Megohms). R_3 résistances d'env. 0,2 Megohm. P sont les pentodes amplificatrices. C_3 est un petit condensateur de couplage d'entrée (env. 0,1 $\mu\mu$F).

Par conséquent l'amplification vaut pour un étage env. 13,5 fois pour 3 mc/s et env. 20 fois pour 2 mc/s. En utilisant trois tubes il est possible par conséquent d'atteindre en trois étages une amplification suffisante.

IV. **Amplificateur à haute fréquence sur 7 m de longueur d'onde destiné aux mesures.** — Afin de compléter d'une manière pratique les considérations ci-dessus qui s'appuient sur des valeurs caractéristiques obtenues à l'aide des tubes décrits dans des montages de mesure spécialement conçus (voir bibliographie N^{os} 7, 8, 9, 10, 11, 12), il a été construit un amplificateur à haute fréquence à deux étages, dont le schéma est donné à la fig. 11, tandis que la réalisation ressort de la fig. 12 a et b. Les petits condensateurs variables (max. 6 $\mu\mu$F) de cet appareil sont étalonnés. Un

voltmètre à diode se trouve connecté sur chacun des circuits oscillants, utilisant des diodes-boutons (Philips type 1671). Ces diodes se distinguent clairement sur la fig. 12.

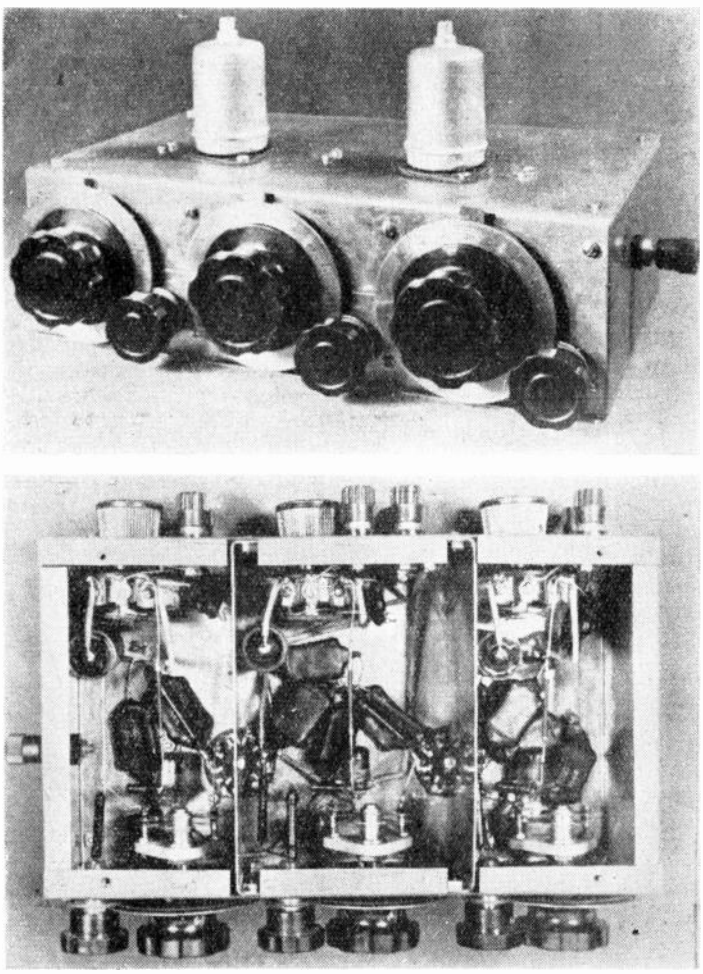


FIG. 12. a et b. Photo d'un amplificateur à deux étages d'après la fig. 8. Du fait de la sortie de toutes les électrodes à la base des lampes, une construction plus ramassée et plus claire est devenue possible. On distingue très bien dans la vue les diodes-boutons servant aux mesures des tensions alternatives.

Le montage et l'accord des circuits étant réalisés, en utilisant les pentodes à haute fréquence à pente élevée qui furent décrites à la fin du paragraphe III, nous avons déconnecté les selfs d'un côté et nous avons mesuré

la capacité d'ensemble des trois circuits à 7 m de longueur d'onde. On obtint pour le premier 16,5 $\mu\mu$F. Pour cette valeur les tubes sont à l'état de service. La capacité propre des selfs peut être estimée à 0,5 à 1 $\mu\mu$F, et il s'en déduit les valeurs suivantes à 7 m de longueur d'onde : circuit d'entrée 17 $\mu\mu$F, circuit intermédiaire 26 $\mu\mu$F, circuit final 17 $\mu\mu$F. Que l'on remarque bien que cet appareil indique des capacité plus élevées que ce qui serait nécessaire dans un amplificateur de télévision. Le circuit intermédiaire par ex. comprend pour le voltmètre à diode et le condensateur variable étalonné en plus des effets de montage, vers 8 $\mu\mu$F de capacité extra. Nous arrivons alors à 26 — 8 = 18 $\mu\mu$F pour un amplificateur de télévision ce qui est bien le chiffre admis au paragraphe précédent. Pour une largeur de résonance égale à 3 mc/s l'impédance à la résonnance est de 3,1 kohms, pour le circuit intermédiaire 2,1 kOhms et pour le circuit terminal 3,1 kOhms. L'amplification calculée depuis la première grille jusqu'au circuit terminal est de (4,5.2,1) × (4,5.3,1) = 132 fois. En disposant en parallèle avec les circuits des résistances appropriées, on a amené dans l'appareil d'essai l'impédance des circuits aux valeurs qu'on vient de calculer. Il convient d'observer à ce propos que l'impédance et surtout la résistance de bien des résistances de fuite du commerce s'écartent notablement des valeurs nominales aux ondes très courtes, comme on peut voir à la fig. 13. On a utilisé pour la mesure de

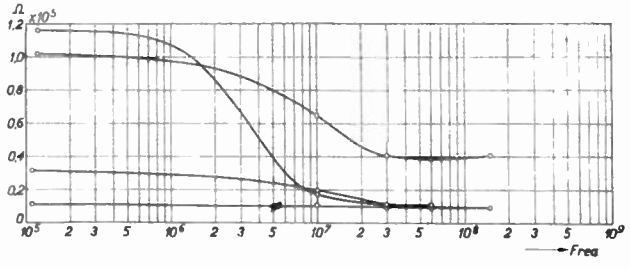


Fig. 13. Valeurs mesurées des résistances en ohms (suivant la verticale) en fonction de la fréquence en c/s (en abscisse) pour des résistances ordinaires du commerce de types différents, et d'emploi courant dans les récepteurs. La capacité de ces résistances était d'env. 0,5 $\mu\mu$F en parallele avec elles.

ces résistances les mêmes installations qui servirent aux mesures des admittances des tubes dans le domaine des ondes courtes. Des résistances spéciales de capacité réduite ont été construites pour nous. Sur l'appareil d'essai l'amplification totale fut déterminée à l'aide des voltmètres à diode et on l'a trouvée en bon accord avec la valeur calculée. Les largeurs de résononce des circuits accordés furent déterminées sur la maquette

au moyen des condensateurs étalonnés et des voltmètres à diode. A cet effet on détermina en fonction de la capacité d'accord la tension alternative sur le circuit couplé très lâchement avec un émetteur. Si ΔC est la variation de capacité, pour laquelle la tension alternative passe de son maximum (à la résonance) à 0,707 fois cette valeur, on a : $B = f \Delta C / C$, où f est la fréquence de résonance et C la Capacité globale du circuit à la résonance ,B étant la largeur de résonance (fig. 1). De la valeur mesurée de Δ C, résulte également l'impédance R du circuit à la résonance :

$$R = (2 \pi f \triangle C)^{-1}$$

A la place du circuit résonant simple considéré ici, on peut également employer des filtres de bande, constitués par deux circuits couplés. Ils permettent d'arriver pour une même largeur de bande à une meilleure sélectivité et par suite de réaliser une discrimination plus parfaite entre le son et l'image dans l'amplification à haute fréquence.

Dans le domaine des ondes courtes, la pente des tubes amplificateurs est affectée d'un angle de phase, celui-ci étant compris pour les tubes envisagés, à la longueur d'onde de 7 m, entre 20 et 80°. Ce déphasage est causé en partie par les temps de parcours des électrons et en partie par des effets d'induction dûs à la longueur finie des connexions d'électrodes. Il est proportionnel à la fréquence. Par conséquent le retard en temps dans la bande amplifiée est le même à toute fréquence. Il s'en suit que ce déphasage de la pente n'a sur la transmission de l'image aucun effet.

J. O. STRUTT.

(à suivre)

TÉLÉVISION
LES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

par R. BARTHÉLÉMY, Ing. E. S. E.
Chef du Laboratoire de Télévision de la Cie des Compteurs à Montrouge

Au cours des dernières années, alors que le tube cathodique à la réception s'est à peu près substitué aux systèmes mécaniques, il est devenu nécessaire d'envoyer deux sortes de signaux de synchronisation, réglant la déviation, dans deux directions perpendiculaires, du spot fluorescent.

Il est apparu plus pratique, dès le début, de sélectionner ces signaux des oscillations de modulation par différence d'amplitude, et de séparer ensuite les signaux dits « de ligne » des signaux de renouvellement d'image, par une différence de forme et de durée.

Nous supposerons, dans ce qui va suivre, que la sélection d'amplitude est effectuée et que nous disposons des signaux de synchronisation bien séparés de la modulation de télévision.

Une des premières formes proposées, représentée figure 1, dans les analyses séquentielles ordinaires, comporte des signaux courts déterminant la cadence du balayage de lignes et un signal de même amplitude 1, mais de plus grande durée T_i destiné à synchroniser, au récepteur, le générateur à dents de scie, fournissant la déviation verticale d'image.

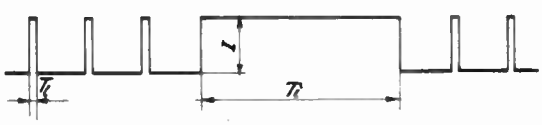


FIG. 1

La séparation est obtenue par le système bien connu à deux constantes de temps (fig. 2) R_1C_1 et R_2C_2.

(1) Note présentée à la *Conférence Internationale de Zurich* organisée par la *Société de Physique Suisse* les 20, 21 et 22 septembre 1938.

On a reproché à cette méthode l'absence de synchronisation des lignes pendant la durée du signal d'image. Il en résulte un désordre observé dans

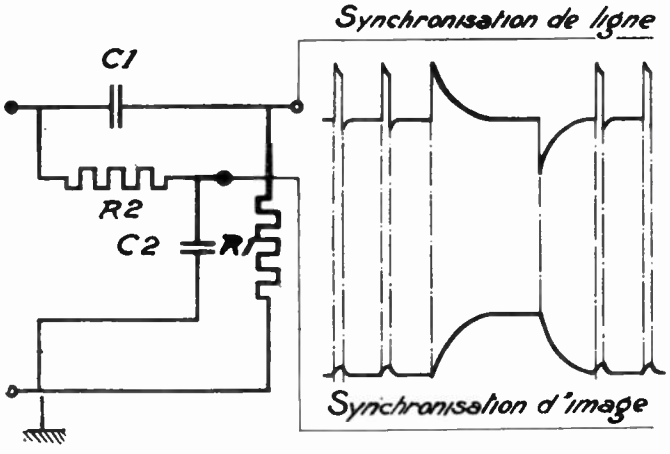


Fig. 2

le haut de l'image pendant la période du rétablissement du régime commandé, de l'oscillateur de ligne.

Un perfectionnement que nous avons utilisé un certain temps consiste

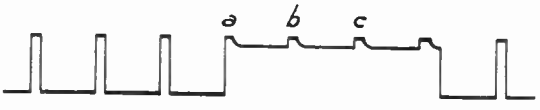


Fig. 3

à diminuer le niveau du signal et additionner au signal d'image des pointes a, b, c, ... (fig. 3), espacées de la durée d'une ligne.

On peut ainsi garder, dans le récepteur, l'oscillateur de ligne synchronisé même pendant le signal d'image. Toutefois, l'existence de deux niveaux pour les signaux de synchronisation offrait des inconvénients, tant à l'émission qu'à la réception, et ce dispositif n'a pas été maintenu.

Vers la même époque (1934), nous avions installé un émetteur à 180 lignes où la synchronisation d'image était provoquée par la suppression d'un signal de ligne. Cette absence de signal créait une surtension dans

l'oscillateur de ligne qui déclenchait avec retard, et c'est cette surtension qui commandait le thyratron ou le « blocking oscillator » d'image.

Cette méthode, de réalisation très simple, ne put donner satisfaction lorsque la technique générale opta pour les analyses dites « entrelacées ».

Dans ce cas, il importe, en effet, d'obtenir une précision rigoureuse dans la période du signal d'image, si l'on veut éviter la superposition des lignes des deux trames paire et impaire : or, dans les cas précédemment cités, un examen attentif décèle l'apparition d'une composante à 25 périodes, fort nuisible pour le but poursuivi.

Diverses solutions ont été adoptées ; nous en citerons les principales caractéristiques et nous exposerons avec plus de détails celle que nous avons élaborée en France.

L'obtention de l'entrelacé est réalisée, sauf dans notre système, par l'adoption d'une analyse à nombre impair de lignes. Cette caractéristique, qui semble cependant s'imposer a priori, entraîne l'inconvénient suivant : le début du signal d'image envoyé par l'émetteur se trouve, à la fin d'une trame, en coïncidence avec un signal de ligne et, à la fin de la trame suivante, il est exactement entre deux signaux de ligne.

Il existe évidemment là un phénomène de périodicité 25 dont la répercussion sur l'époque de déclenchement du retour d'image dans les récepteurs peut être fort gênante, surtout dans ceux où ce déclenchement est provoqué par une intégration de l'énergie du signal de longue durée.

L'inconvénient est moindre dans les sytèmes récepteurs où le déclenchement d'image est obtenu par l'utilisation d'un front raide.

Il faut remarquer, d'ailleurs, que la précision nécessaire au déclenchement d'images à grand nombre de lignes nécessite, pour les signaux et les circuits qui les utilisent, une bande de fréquences au moins égale à celle prévue pour la modulation.

Pour rétablir l'équilibre de l'énergie contenue dans le début des signaux d'image des deux trames et, en même temps, assurer la synchronisation continue des signaux de lignes, le dispositif E.M.I., adopté par les émissions anglaises, représenté figure 1, crée un découpage du signal d'image par des signaux courts à la fréquence double de la fréquence de ligne.

Lorsqu'on utilise un schéma de séparation analogue à celui de la figure 2, il peut exister une légère influence du signal de ligne qui s'ajoute à l'intégration du signal d'image ; or, le signal a (fig. 1) précédant immédiatement le signal d'image d'un temps $\tau/2$ (durée d'une ligne) n'a pas la même influence que le signal a' précédent le signal d'image d'un temps τ. L'époque de déclenchement correspondant à un niveau déterminé de la charge du condensateur C_2 peut, si l'on ne prend certaines précautions, différer

dans les deux cas, et l'entrelacement est compromis. C'est pour parer à cette critique qu'en Amérique on a fait précéder le signal d'image de signaux dits préparatoires, distants d'une demi-ligne.

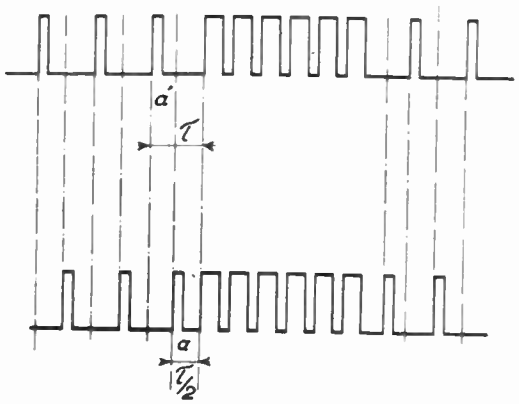


Fig. 4

Le diagramme en est donné par la figure 5.

Les signaux préparatoires comportent 6 lignes : le signal « image » a la même durée et les signaux qui suivent procurent l'effacement du spot à la réception pendant une durée égale.

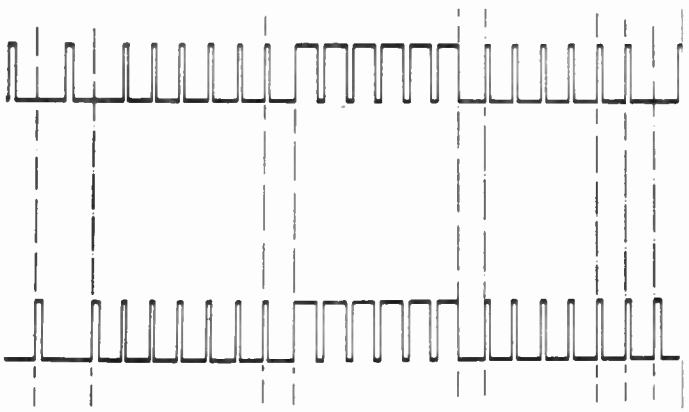


Fig. 5

La méthode récemment adoptée en Allemagne abandonne nettement le principe du signal d'image long à grande énergie. C'est par une impulsion à front raide que le signal d'image est déclenché. On gagne ainsi

en précision sur le déclenchement donné par un signal de forme arrondie obtenu par intégration.

C'est d'après une remarque du Dr Von Œttingen, sur la possibilité de créer un signal d'image de sens inverse, dans le récepteur des signaux de lignes, en utilisant le front *arrière* d'une oscillation rectangulaire de durée convenable, que le système actuel a été élaboré.

Le schéma de principe est donné par la figure 6.

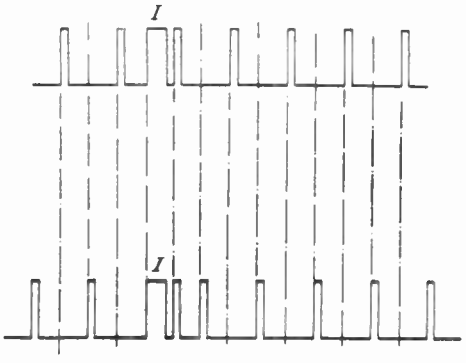


Fig. 6

Le signal d'image I est un rectangle dont la durée doit être inférieure à la valeur d'une demi-ligne, diminuée du temps d'un signal de ligne, c'est-à-dire inférieure à 40 % de la ligne. En pratique, cette durée ne dépasse pas 35 %. La figure 6 est suffisante pour montrer, dans le cas de l'entrelacé à nombre impair de lignes, la nécessité de cette limitation.

En appliquant les signaux sur un circuit à constante de temps CR relativement faible, le diagramme des tensions recueillies sur AB se présente sous la forme de la figure 7.

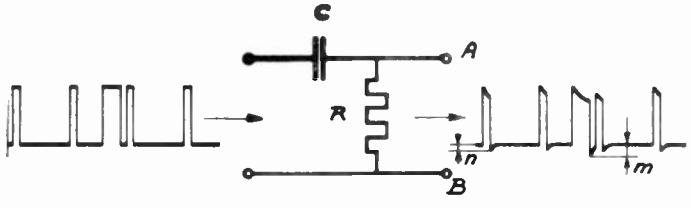


Fig. 7

Les signaux inverses *m* et *n* sont inégaux et, à l'aide d'un filtre d'amplitude minima réglé sur m-n, on recueille la seule impulsion provenant du front arrière du signal d'image.

Lorsqu'on calcule les conditions qui rendent maxima le signal m-n, on trouve qu'il existe une constante CR qui est fonction de la durée des signaux, et, dans les meilleures conditions, l'amplitude disponible inverse m-n ne peut dépasser 37 % de I_0. I_0 étant l'impulsion donnée pour la commande ordinaire de ligne ; on suppose être réglé, bien entendu, à la polarisation limite.

Cette intéressante méthode permet d'accroître la précision dans l'entralement et de diminuer le temps perdu en fin d'image. Toutefois, il faut noter que ce dernier point est déterminé beaucoup plus par la durée du retour de spot dans le récepteur à déviation magnétique, de plus en plus nombreux, que par la longueur du signal d'image.

L'utilisation d'un signal inverse à front raide pour le déclenchement de l'image est obtenu aussi facilement avec les diagrammes anglais ou américains. En effet, le découpage du signal d'image à la fréquence double de ligne est obtenu par des signaux de courte durée de sens *inverse* des signaux de lignes.

En appliquant les signaux sur un système à faible réponse en basse fréquence, on obtient le diagramme 9 où l'impulsion de découpage pro-

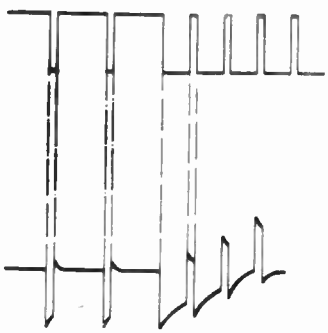


Fig. 9

cure un signal inverse de celui de la ligne. C'est un dispositif que nous avons souvent utilisé et qui fonctionne correctement si la période de l'oscillateur du récepteur est réglée assez proche de la période des signaux incidents, de telle sorte que ce soit toujours le premier signal qui provoque le déclenchement : sinon, comme les signaux identiques se succèdent à ½ ligne d'intervalle, on risque de détruire l'entrelacé, par déclenchement irrégulier du signal d'image.

Cette observation renforce, croyons-nous, l'intérêt du système d'entrelacement à nombre de lignes pair et à déphasage interne que nous employons depuis deux ans et que nous allons décrire.

Ayant remarqué la facilité avec laquelle les oscillateurs synchronisés suivent la phase des signaux de synchronisation, à condition que celle-ci ne présente pas de variation discontinue supérieure à quelques dizaines de degrés, nous avons pensé, pour obtenir l'entrelacement, à retarder la phase des signaux de ligne au commencement de la trame paire, jusqu'à ce qu'un décalage dans le temps d'une demi-ligne soit réalisé. A partir de ce moment, les lignes paires s'inscrivent entre les lignes impaires précédemment tracées. L'analyse continue ensuite normalement, mais, un peu avant la fin de la trame paire, on procède au déphasage inverse, c'est-à-dire qu'on avance progressivement le temps de déclenchement jusqu'à ce que l'on ait regagné une demi-ligne. A cette époque, les lignes ne sont plus entrelacées mais superposées. La variation de phase est répartie sur 4 ou 5 lignes.

Avec cette méthode, on remarque tout d'abord qu'il y a toujours coïncidence entre un signal de ligne et un signal d'image (quelle que soit la trame), d'où disparition de périodicité 25 dans la formation du signal d'image au récepteur, et, qu'ensuite, le découpage du signal d'image est effectué à la fréquence du signal de ligne, et non à la fréquence double.

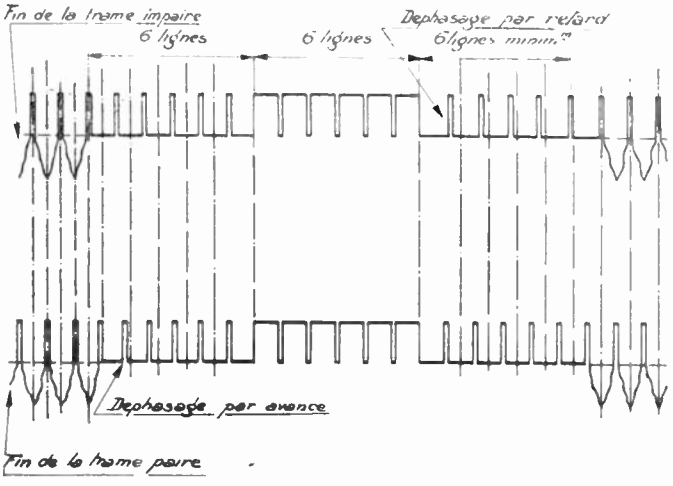


FIG. 10

Le diagramme des signaux est donné par la figure 10. Nous l'avons établi pour répondre aux desiderata de l'Administration Française qui ne veut pas limiter à un seul type les schémas de synchronisation des récepteurs. On peut, avec ce système, obtenir une synchronisation correcte, aussi bien avec un séparateur à intégration qu'avec un séparateur à front raide.

En ce qui concerne le dispositif à intégration, on voit qu'il est soumis à une impulsion parfaitement périodique à la fréquence 50 puisque les opérations de déphasage s'effectuent à l'intérieur de la trame paire (d'où le nom « déphasage interne ») et n'en affecte pas les extrémités, aux époques d'envoi du signal d'image.

De plus, la synchronisation du signal de ligne est assurée pendant la durée du signal d'image. Les parties de l'analyse soumises au déphasage sont dans le « niveau noir », ou au-dessous, de sorte que l'écran du récepteur ne décèle pas les allongements ou raccourcissements de lignes dans la période variable.

Si l'on applique ces signaux sur un système séparateur utilisant les fronts raides inverses, l'avantage est encore plus marqué.

Examinons d'abord l'amplitude, donc, la sécurité du synchronisme. Calculons la réponse d'un circuit CR (fig. 7) dans le cas où le signal de ligne est de 10 % de la longueur de ligne, donc 9 fois plus court que l'impulsion rectangulaire élémentaire découpée dans le signal d'image.

Le courant i_L *inverse* du courant d'établissement dû à l'impulsion de ligne I_o est :

$$i_L = I_o \left(1 - e^{-\frac{t_L}{CR}}\right)$$

Le courant inverse i_i dû à une impulsion élémentaire d'image est :

$$i_i = I_o \left(1 - e^{-\frac{t_i}{CR}}\right)$$

(t_L étant la durée d'une impulsion de ligne et t_i celle d'une fraction non découpée du signal d'image).

En tenant compte que :

$$t_i = 9\ t_L$$

et que la valeur optima de CR par rapport à t_L est déterminée par :

$$\frac{d\ (i_i - i_L)}{dt} = 0$$

on en déduit :

$$CR = 4\ t_L \text{ environ,}$$

et la différence $i_i - i_L$ s'écrit :

$$i_i - i_L = 0{,}9\ I_o - 0{,}22\ I_o = 0{,}68\ I_o$$

Cette valeur assure une excellente sécurité de déclenchement du signal d'image.

Les oscillogrammes (fig. 10a et 10b) sont obtenus à l'aide d'un oscillographe à balayage elliptique synchrone avec le balayage de l'image. Examinons d'abord les signaux de synchronisation obtenus dans des conditions optima, pour un système à nombre de lignes impair. On observe que la différence des amplitudes utilisable pour le déclenchement

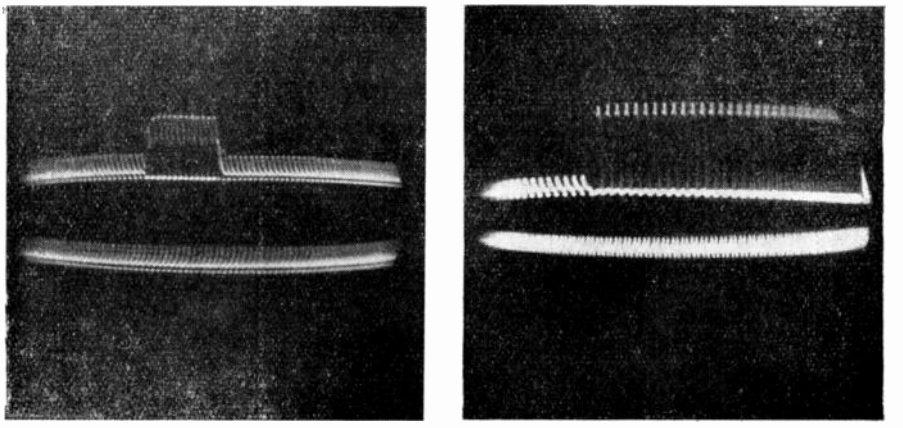


Fig. 10a et 10b

du balayage d'image est de l'ordre de 45 %. La photographie suivante présente des signaux du même genre, provenant d'un système à déphasage interne. La différence des amplitudes est de l'ordre de 70 %. Ceci est d'autant plus important que l'on n'a pas toujours la possibilité d'amplifier les signaux de synchronisation, surtout si l'on est proche de la limite de sensibilité du récepteur, donnée par le « souffle ».

Par ailleurs, l'incertitude de commande que nous avions relevée précédemment, dans le cas de découpage du signal à la fréquence double du nombre de lignes, n'existe plus ; en effet, si le signal d'image n'est pas déclenché par la première impulsion crénelée, il le sera par l'une des impulsions suivantes, mais comme les impulsions sont écartées dans le temps de la valeur d'une ligne entière, l'entrelacé ne sera pas compromis, à condition, naturellement, que le déclenchement s'effectue périodiquement, toujours sur le même créneau.

Quelques détails de réalisation du générateur de signaux. — Bien qu'il soit possible d'obtenir un système à déphasage variable avec un dispositif entièrement statique, nous avons préféré introduire, dès le début, un générateur possédant une inertie mécanique assurant l'isochronisme des

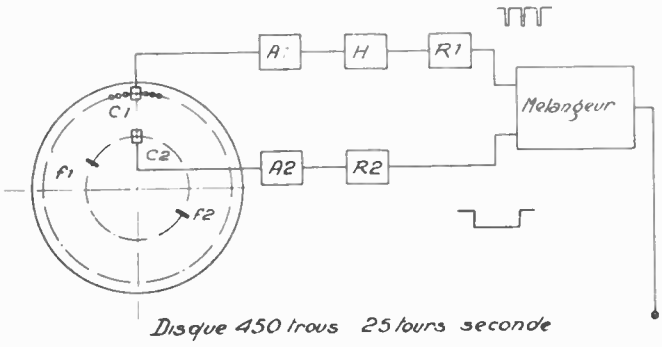

A1
H
R1
Mélangeur
C1
C2
F1
F2
A2
R2
Disque 450 trous 25 tours seconde

Fig. 11

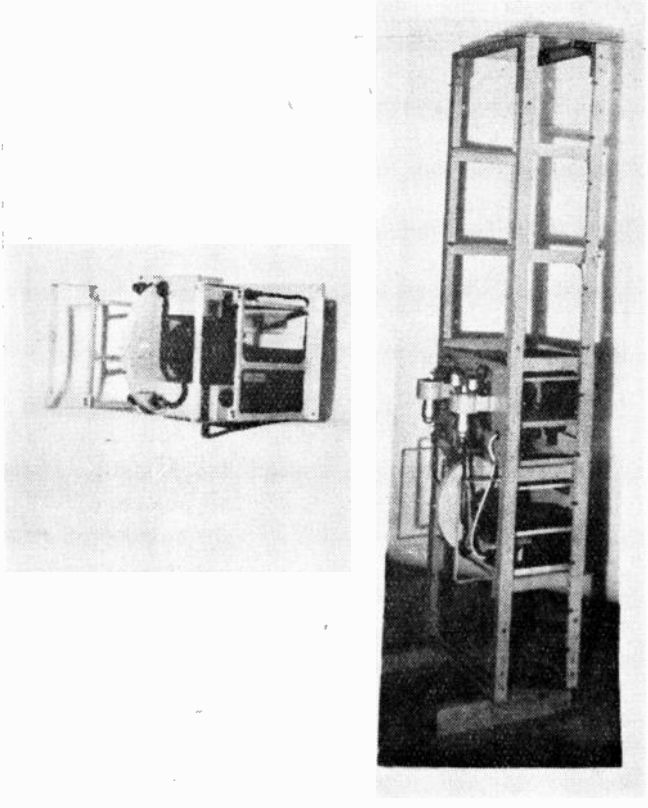


Fig. 12

périodes malgré les petites variations de phase des secteurs d'alimentation.

C'est un disque convenablement percé qui envoie sur deux cellules séparées les impulsions lumineuses qui créeront les signaux de ligne et d'image (figure 11).

La parfaite régularité des signaux de ligne est obtenue à l'aide d'un oscillateur « tampon » H, à couplage lâche, qui ne transmet pas les petites défectuosités possibles du perçage mécanique.

Une rigidité absolue de phase entre les signaux de ligne et d'image est obtenue naturellement puisque c'est le même disque qui engendre ces deux sortes d'impulsions.

On peut concevoir qu'il est possible, avec cette méthode, d'établir un système d'analyse présentant plus de deux trames entrelacées : en effet, dans ce cas, aucune restriction ne limite le choix du nombre de lignes par image.

L'appareillage est extrêmement réduit et la photographie (fig. 12) donne une idée de l'ensemble générateur qui occupe seulement deux casiers dans les importants panneaux de commande d'iconoscopes.

Il est peut-être encore prématuré d'émettre une opinion sur les conséquences pratiques de ces divers systèmes, de leur intervention dans le prix de revient des récepteurs, de leur stabilité, de l'action des parasites, etc... ; c'est pour ces raisons que nous limitons cette note à un simple exposé, qui n'a d'autre but que de fixer les positions actuellement définies et qui laisse le champ ouvert à tous les perfectionnements et à toutes les critiques.

R. BARTHELEMY.

TUBES ÉLECTRONIQUES A ÉMISSION SECONDAIRE

par L. CHRÉTIEN, Ing. E. S. E.

Dans la technique des tubes électroniques, le phénomène des émissions secondaires était, jusqu'à présent, plutôt considéré comme un obstacle. De nombreux techniciens avaient tenté soit de l'empêcher, soit d'en éviter les conséquences.

Hull a cherché la réduction des émissions secondaires dans le choix de la nature de l'anode et dans le traitement chimique de sa surface. Cette méthode n'a point conduit à une solution complète du problème. On a pu réduire, mais non point supprimer, les émissions secondaires.

Par contre, plusieurs solutions ont été trouvées pour supprimer ou atténuer les effets nuisibles du phénomène. Le tube penthode, avec sa grille d'arrêt, arrêtant les électrons secondaires, est un premier exemple. Les tubes à distance critique, mis au point par le technicien anglais *J. O. Harries*, les tubes à « Beam Power » étudiés par *O. H. Schade* des Laboratoires R.C.A. sont deux autres exemples plus récents.

Le tube que nous décrirons plus loin utilise, au contraire, le phénomène des émissions secondaires. Pour libérer les électrons primaires d'une cathode, on dépense de l'énergie. Il semble donc logique de vouloir utiliser les électrons secondaires, arrachés à une électrode par l'impact des électrons primaires. Ce serait, d'ailleurs, faire erreur d'admettre que ces électrons ne coûtent rien, nous verrons qu'il faut les payer en portant la cathode secondaire à une tension relativement élevée par rapport à la cathode primaire. Toutefois, l'opération se soldera encore par un bénéfice si on la compare au procédé habituel. Quel résultat peut-on espérer obtenir en multipliant les électrons primaires ? Si, dans un tube donné, on augmente l'émission cathodique on observe une augmentation de la pente. C'est un résultat très important puisque, dans la plupart des applications, le taux d'amplification donné par un étage est, précisément, proportionnel à l'inclinaison.

L'emploi d'un tube à pente très élevée sera particulièrement utile sur les ondes très courtes, en télévision par exemple. En effet, on est alors

conduit à utiliser des circuits dont l'impédance effective est très faible. Le seul moyen d'obtenir un taux d'amplification notable est d'employer un tube à très faible pente.

Limitations et possibilités

Cherchons, tout d'abord, quelle augmentation d'inclinaison on peut attendre d'une multiplication d'électrons δ. Il faut entendre par là qu'un électron primaire arrivant sur la cathode secondaire provoque l'arrachement de δ électrons secondaires.

L'expression générale de la loi de Langmuir, appliquée au courant de cathode d'un tube triode est :

$$i_p = A \left(Vg + \frac{Vp}{\mu} \right)^K$$

en limitant la représentation aux parties droites de la caractéristique, qui sont, précisément, les portions utilisées pour l'amplification.

Après une multiplication δ nous aurons :

$$i'_p = \delta \, i_p$$

L'inclinaison nouvelle que nous cherchons, sera :

$$p' = \frac{di_p}{dVg} \qquad \text{ou, par dérivation}$$

$$p = K \, \delta^{\frac{1}{K}} A^{\frac{1}{K}} i_p^{\frac{K-1}{K}}$$

Le même calcul, appliqué au même tube, sans multiplication d'électrons mais avec le même courant anodique aurait conduit à l'expression :

$$p = K \, A^{\frac{1}{K}} i_p^{\frac{K-1}{K}}$$

On peut donc en conclure qu'une multiplication électronique par le facteur δ se traduit par une augmentation de la pente dans le rapport :

$$\delta^{\frac{1}{K}}$$

K a une valeur constante, de l'ordre de 1,6 tant que le courant cathodique est assez intense pour que la région de potentiel minimum soit située au voisinage immédiat de la cathode. Il en serait autrement pour des courants cathodiques extrêmement petits. La région de potentiel minimum tendrait à se déplacer vers la grille de commande et il en résulterait un accroissement du facteur K. Toutefois, il existe une limite. D'après J. L. H. Jonker et A. J. W. M. v. Overbeek (1) auxquels nous empruntons de nombreux renseignements pour cet article, il n'est pas impossible d'imaginer un tube triode qui aurait les caractéristiques suivantes :

Courant anodique : 5 mA
Courant cathodique : 25 μ A
Inclinaison : 50 mA/Volt.

Il suffirait, pour cela, d'intercaler une série de multiplications correspondant à $\delta = 200$.

Toutefois, il ne s'agit encore là que d'une possibilité toute théorique. Nous verrons plus loin que la réalisation se heurte à des difficultés pratiques considérables.

Emissions secondaires

Le choc d'un électron et d'une molécule quelconque se traduit, en général, par une perturbation appréciable dans les arrangements atomiques. Quand il s'agit d'une molécule gazeuse, il peut y avoir ionisation si l'énergie cinétique de l'électron est suffisante. Le phénomène de l'émission secondaire est, en somme, la traduction du même mécanisme quand la molécule appartient à un corps solide. L'énergie cinétique de l'électron est communiquée aux électrons des orbites extérieures de la molécule bombardée. Si le choc est suffisant, un ou plusieurs électrons peuvent acquérir une énergie assez grande pour leur permettre de franchir la barrière de potentiel que constitue la surface du métal. Il est facile, d'après cela, de prévoir que le phénomène variera avec la vitesse des électrons incidents et la nature du métal bombardé. Les matériaux à faible pouvoir d'extraction présenteront, au maximum, l'effet des émissions secondaires.

Le phénomène est toujours présent dans un tube électronique. On peut le mettre en évidence pour des vitesses de l'ordre de 20 à 30 volts-élec-

(1) *The application of Secondary Emission in Amplifying Valves : THE WIRELESS ENGINEER* n° 174 Volume XV.

trons. Mais dans les conditions habituelles le taux de multiplication ne dépasse guère 2 ou 3. On peut obtenir beaucoup plus en favorisant les conditions de production du phénomène. Avec certaines surfaces, un électron primaire peut libérer 8 à 10 électrons secondaires.

Les électrons secondaires sont émis dans toutes les directions et avec des vitesses initiales qui ne dépassent pas 4 ou 5 volts. C'est pour cette raison que le phénomène passe souvent inaperçu : les électrons secondaires retombent simplement sur l'électrode d'où ils sortent. C'est ainsi qu'il y a production d'émissions secondaires dans un tube triode, utilisé dans les conditions habituelles.

Onne peut, d'ailleurs, mettre le phénomène en évidence que lorsque le nombre d'électrons secondaires dépasse celui des électrons primaires.

Le phénomène ne devient normalement apparent que lorsqu'il existe, dans le tube, une électrode présentant une tension positive par rapport à l'électrode qui produit l'émission secondaire. C'est le cas du tube à grille écran, quand la tension d'anode est inférieure à la tension d'écran.

Remarquons, en passant, que c'est l'émission d'électrons secondaires qui permet d'expliquer le fonctionnement des tubes à rayons cathodiques à cathode chaude. Le bombardement de l'écran luminescent par le faisceau cathodique fait naître des électrons secondaires qui émigrent vers les plaques de déviation et vers l'anode.

Le phénomène est pratiquement indépendant de la température.

Le phénomène de l'émission secondaire dépend d'un certain nombre de facteurs dont les plus importants sont la nature de la cathode auxiliaire et la vitesse de l'électron incident. Des travaux expérimentaux très étendus ont été faits dans ces sens par Zworykin (1). Les surfaces métalliques simples sont de mauvais émetteurs secondaires. Par contre, on observe que les surfaces composées, traitées chimiquement comme les surfaces actives photoélectriques, donnent un facteur de multiplication toujours plus élevé. Il n'y a pas lieu de s'en étonner puisqu'il y a une analogie évidente entre l'effet photoélectrique et la multiplication d'électrons. C'est, soit dit en passant, un argument de plus pour les théories de la mécanique ondulatoire.

On utilise généralement l'argent, le nickel, le tungstène etc... comme couche de base et le sodium, le potassium, le caesium etc... comme couche de surface.

Pour les tensions inférieures à 500 volts, le rapport des intensités du courant direct et du courant secondaire croit régulièrement avec la tension. Les auteurs déjà cités admettent que la variation est propor-

(1) L'optique Electronique et ses applications, *Onde Electrique*, mai 1936 pages 265 à 298.

tionnelle et que l'on a $\delta = 0{,}037\ V_{ac}$. V_{ac} étant la tension existant entre la cathode primaire et la cathode secondaire.

Les travaux de Zworykin, révèlent une loi beaucoup plus compliquée, conduisant, d'ailleurs, à des chiffres du même ordre de grandeur. Comme les auteurs hollandais n'indiquent pas la nature de la cathode qui leur a servi à tracer la courbe, il est impossible d'en rien conclure.

Soulignons, toutefois, que la courbe de Zworykin passe par un maximum pour 500 volts environ (fig. 1) et que, pour cette tension, le facteur δ est de l'ordre de 8,5.

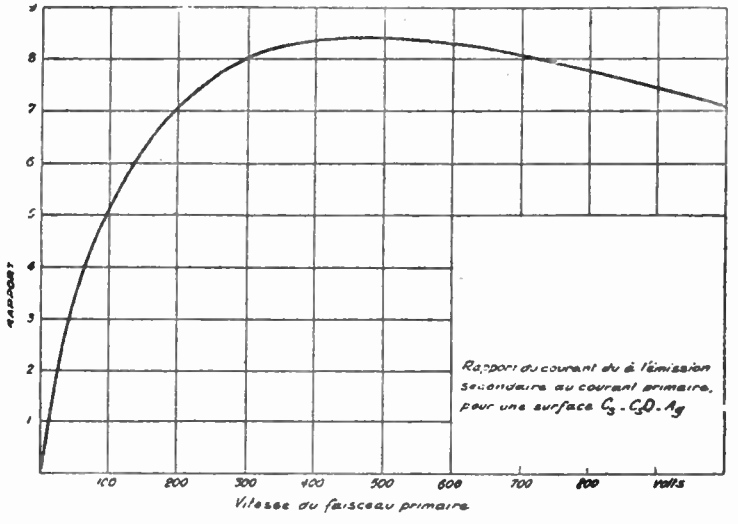


FIG. 1

Pour une tension de 200 volts la courbe de Zworykin donne $\delta = 7$.

Si l'on estime qu'un rapport de multiplication de l'ordre de 5 est suffisant, il faut disposer d'une tension d'environ 150 volts entre les deux cathodes.

C'est déjà, une première difficulté pratique. En effet, s'il faut déjà 150 volts pour la production du courant électronique, il est nécessaire de prévoir une tension du même ordre de grandeur entre la cathode secondaire et l'anode pour collecter les électrons produits. Il faut donc, en définitive, disposer de plus de 250 volts pour obtenir une seule multiplication. On peut donc prévoir qu'il ne sera guère possible de prévoir un grand nombre de multiplications successives.

Si l'on construit un tube avec deux étages de multiplication il faut disposer d'une tension totale de l'ordre de 150 à 500 volts.

Si la tension disponible ne dépasse pas 300 volts l'augmentation d'inclinaison est très faible et ne justifie nullement la complication supplémentaire de construction et d'utilisation.

Difficultés de réalisation

Les premiers essais ont porté sur un tube réalisé très simplement comme nous l'avons indiqué fig. 2. C'est, en somme, un tube à grille écran dont l'anode, en treillage, est entourée d'une cathode auxiliaire.

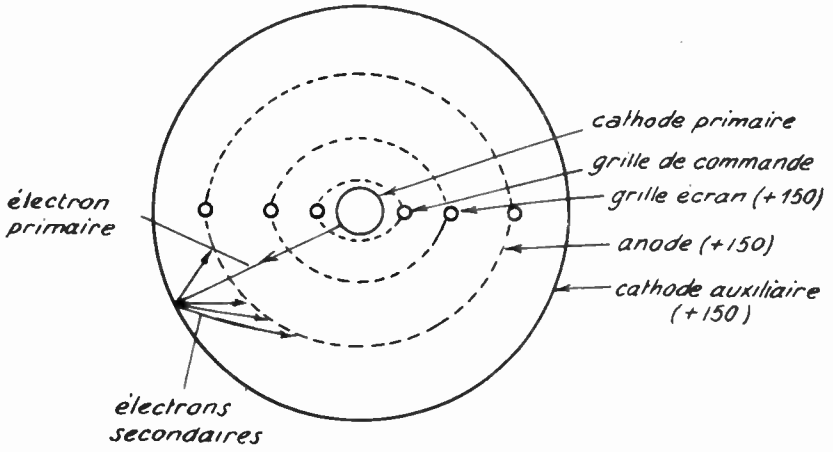


Fig. 2

La tension anodique est de 250 volts, la tension de grille écran et de cathode auxiliaire est de 150 volts. Un nombre important d'électrons primaires, accélérés par la grille écran, traverse l'anode pour aller bombarder la cathode auxiliaire. Celle-ci, dont la surface interne a été chimiquement traitée, donne un facteur de multiplication de 5 environ. Les électrons secondaires se meuvent vers les potentiels croissants et retournent vers l'anode.

Ce système simple permet de doubler facilement l'inclinaison.

Toutefois, son emploi se heurte à une difficulté inattendue. On constate que la pente diminue très rapidement avec le temps. La durée de vie utile du tube est extrêmement courte. On observe que, dès la mise en service, la pente du tube ne cesse de décroître. Au bout d'un temps relativement bref, l'inclinaison se stabilise à la valeur qui correspond à peu près à l'absence d'émissions secondaires.

L'expérience montre que la surface interne de la cathode auxiliaire est recouverte d'une couche de Baryum métallique et d'oxyde de baryum. Le pouvoir multiplicateur de ces corps est relativement faible ($\zeta = 0{,}83$ à 400 volts pour le baryum). Le fonctionnement de la cathode primaire est inévitablement accompagné de l'évaporation du baryum métallique et d'oxyde de baryum. On peut montrer qu'à la température de fonctionnement normale de 1100° absolus, il suffit de 40 heures pour revêtir l'intérieur de la cathode d'une couche monomoléculaire d'oxyde de baryum.

Pour profiter, d'une manière durable, des avantages de la multiplication électronique, il faut éviter l'évaporation des corps de la cathode ou encore supprimer l'action directe des corps évaporés de la cathode primaire, sur la cathode auxiliaire.

Il y a là une difficulté considérable qui n'existait pas dans les multiplicateurs électroniques de Zworykin puisque les électrons primaires sont d'origine photoélectrique.

Description du tube Miniwatt Dario 4696

Dans le tube Miniwatt Dario 4696, la cathode auxiliaire est protégée de l'action directe par un écran métallique. Les électrons primaires sont

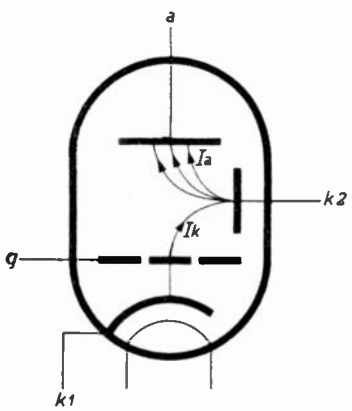


Fig. 3

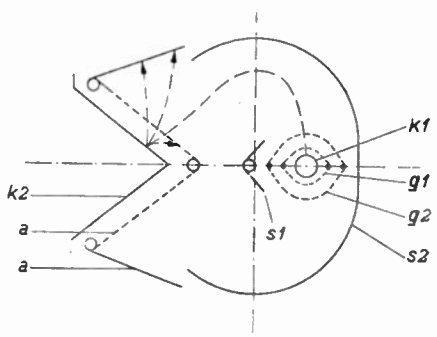


Fig. 4

conduits vers la cathode grâce à la disposition spéciale des électrodes. Le principe général est indiqué fig. 3.

La coupe du tube est représentée fig. 4.

La cathode primaire (K1) est cylindrique. Elle est entourée de la grille de commande g1 et d'une grille accélératrice g2 qui sont toutes deux

ovales et supportées par deux « piliers » verticaux. Cet ensemble permet d'obtenir deux faisceaux électroniques divergents d'un angle de 60° environ.

L'écran qui protège la cathode auxiliaire est s1 — il est porté à la tension de la cathode.

C'est la répulsion d'un second écran s2 qui conduit les faisceaux électroniques vers la cathode auxiliaire. Il est facile de comprendre cette action en examinant la fig. 5 qui représente une demi-coupe du tube, sur laquelle nous avons figuré les lignes équipotentielles.

Les électrons accélérés par la tension g2 quittent cette électrode avec une vitesse suffisante pour « remonter » le champ répulsif créé par l'écran de déviation. Leur vitesse diminue progressivement. De plus, comme ils abordent obliquement les lignes équipotentielles ils sont déviés peu à

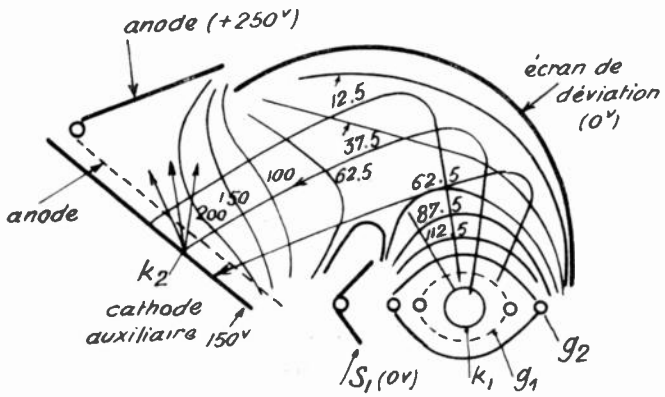


Fig. 5

peu du côté de la cathode auxiliaire. Ils sont bientôt soumis au champ accélérateur créé par l'anode et leur vitesse s'accroît de nouveau jusqu'au moment où ils frappent la cathode auxiliaire.

Les lignes équipotentielles ont été tracées à la cuve électrolytique, avec un modèle agrandi. Le tracé ne tient naturellement pas compte des modifications dans la répartition des potentiels qui peuvent être causées par les électrons en transit.

On remarquera, fig. 1, un prolongement de l'anode, en pointillé, parallèle à la cathode auxiliaire. C'est une seconde anode en forme de grille, reliée à la première. En l'absence de ce dispositif on observe que de nombreux électrons secondaires reviennent vers la cathode auxiliaire.

Constantes du tube

Chauffage. — Tension de chauffage	Vf = 6,3 V
Courant de chauffage	If = 0,6 A

Capacités : Cag1 = 0,004 μμ F
Cg1 = 10 μμ F
Ca = 0,3 μμ F

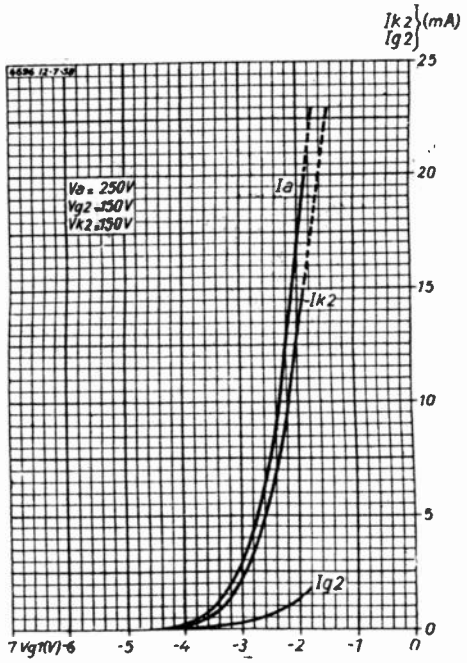
Caractéristique de service comme amplificatrice M. F.

Tension d'anode	Va = 250 V
Tension de grille écran	Vg2 = 150 V
Tension de la cathode secondaire	Vk2 = 150 V
Courant d'anode	Ia = 8 mA
Tension de polarisation négative de la grille ..	Vg1 = 2,5 V
Courant de la cathode secondaire	Ik2 = 6 mA
Courant de grille-écran	Ig2 = 0,7 mA
Pente	S = 14,5 mA /V
Résistance interne	Ri = 100.000

Valeurs limites

Tension d'anode maximum à froid	Va_0 = max. 550 V
Tension d'anode maximum	Va = max. 250 V
Charge d'anode maximum	Wa = max. 2,0 W
Tension de grille-écran maximum à froid ...	$Vg2_0$ = max. 550 V
Tension de grille-écran maximum	Vg2 = max. 150 V
Charge de grille-écran maximum	Wg2 = max. 0,11 W
Tension de la cathode secondaire maximum à froid	$Vk2_0$ = max. 550 V
Tension de la cathode secondaire maximum .	Vk2 = max. 150 V
Charge de grille-écran maximum	Wk2 = max. 1,1 W
Courant de la cathode primaire maximum ..	Ik1 = max. 4 mA
Limite du seuil du courant de grille	Vga (Ig1 = + 0,3 μ A) = max. — 1,3 V
Valeur maximum de la résistance entre grille 1 et cathode	Rg1a = max. 2,0 M Ω
Valeur max. de la résistance entre le filament chauffant et la cathode	Rfk = max. 20.000 Ω
Tension maximum entre le filament chauffant et la cathode (tension continue ou valeur efficace de la tension alternative)	Vfk = max. 50 V

Nous donnons fig. 6, 7 et 8 les principales caractéristiques et fig. 9 la disposition des électrodes et les dimensions du tube.



Courant anodique I_a, courant de la cathode secondaire I_{k2} et courant de la grille-écran I_{g2} en fonction de la tension négative appliquée à la grille de commande V_{g1} pour V_a = 250 V et $V_{g2} = V_{k2}$ = 150 V.

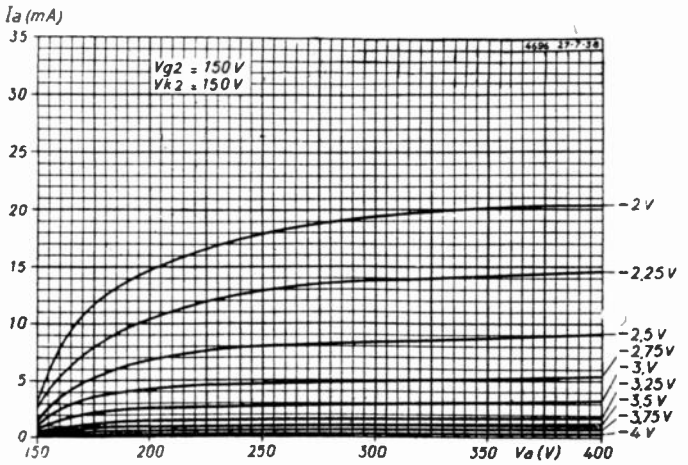
FIG. 6

UTILISATION

Polarisation du tube. — L'emploi de la polarisation automatique soulève quelques difficultés. Le courant fournit par la cathode primaire ne représente qu'une fraction peu importante du courant anodique. Si l'on utilise le procédé classique qui consiste à insérer une résistance entre cathode et pôle négatif de la haute tension, on risque certaines difficultés.

La moindre variation de tension entre les extrémités de la résistance de polarisation pourra se traduire par une augmentation de courant anodique dangereuse pour le tube.

On peut tourner cette difficulté en insérant dans le circuit de cathode une résistance notoirement plus élevée qu'il serait nécessaire. Pour



Courant anodique I_a en fonction de la tension anodique V_a pour $V_{g2} = V_{k2} = 150$ V et de plusieurs tensions à la grille de commande.

FIG. 7

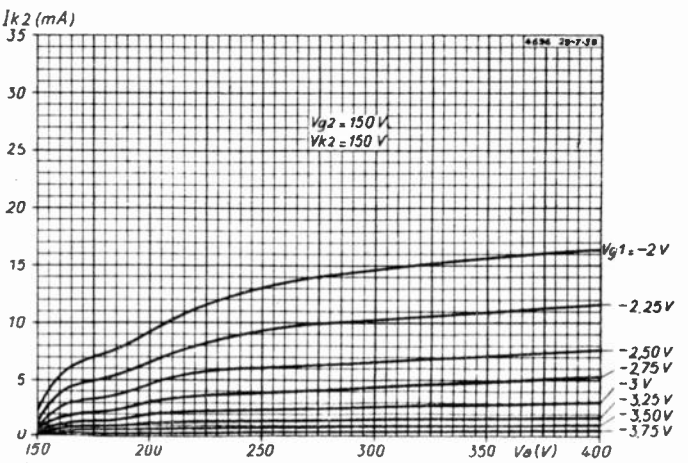


FIG. 8

Courant de la cathode secondaire I_{k2} en fonction de la tension anodique V_a pour $V_{g2} = V_{k2} = 150$ V et de plusieurs tensions à la grille de commande

compenser l'excès de polarisation ainsi obtenu, le retour du circuit de grille est relié à une tension positive convenable (voir fig. 10).

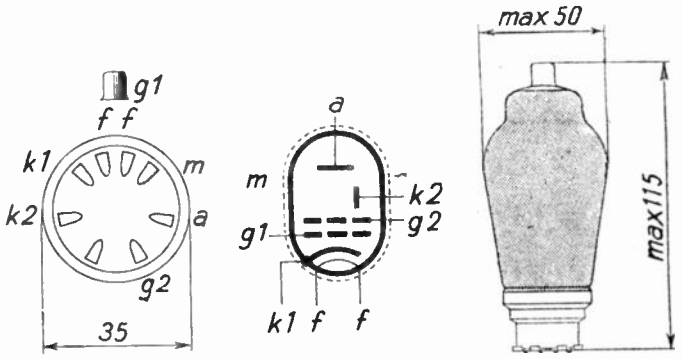


Fig. 9

Disposition des électrodes, connexions du culot et dimensions maxima en mm.

Emplois divers du tube 4696. — Dans les récepteurs ordinaires, l'emploi du tube sera limité par sa faible résistance interne. La sélectivité obtenue serait insuffisante. Nous reviendrons plus loin sur l'application en ondes très courtes.

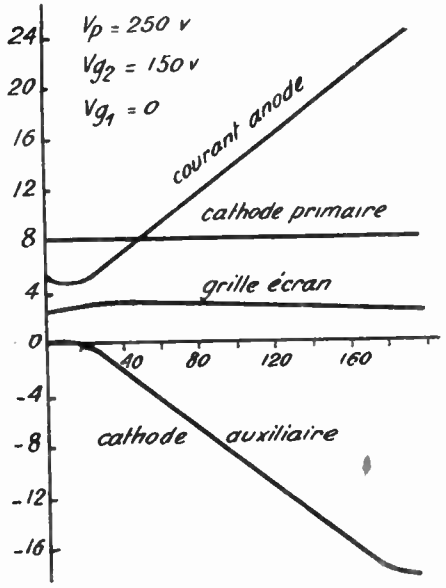


Fig. 10

L'examen des courbes fig. 10 montre que le tube peut être utilisé dans les montages dynatrons. On peut dans ce domaine, imaginer un certain

nombre d'applications : ondemètres, oscillateurs à battements etc... On peut aussi utiliser le tube comme changeur de fréquence. La pente de conversion peut atteindre des valeurs considérables.

Enfin, l'inclinaison inverse des courants d'anode et de cathode auxiliaire permet d'employer le tube comme déphaseur dans les montages symétriques.

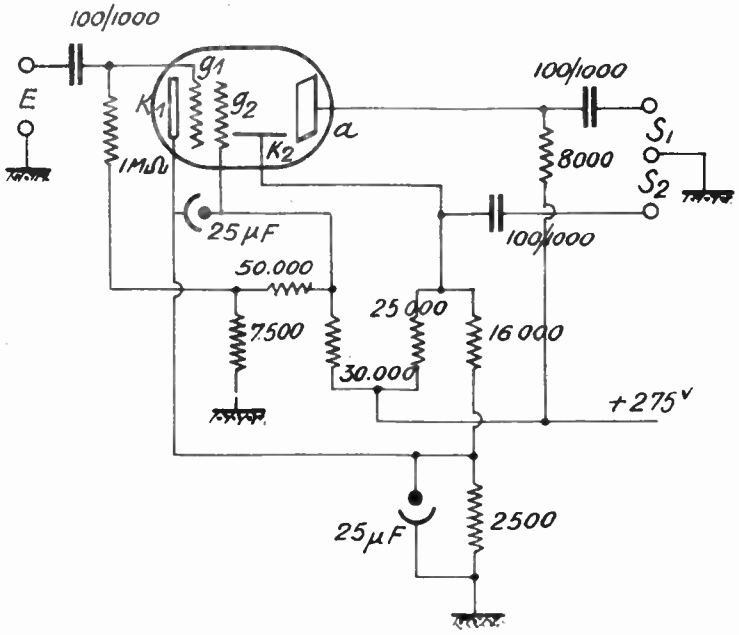


FIG. 11

A l'inverse de ce qui se passe généralement dans les montages « cathodynes » il n'y a pas de réaction négative. Il en résulte qu'il est possible d'utiliser, à la fois, le tube comme déphaseur et comme tube amplificateur.

Il faut observer que les inclinaisons des caractéristiques d'anode et de cathode auxiliaires ne sont pas égales. Pour obtenir des tensions, de sortie parfaitement symétriques, il faut donc utiliser dans les électrodes des résistances de charge différentes.

Nous donnons le schéma d'un étage déphaseur qui donne un gain en tension de 100 environ. Les tensions fournies sont de 13 volts au maxi-

mum, avec un taux de distorsion de 9 %. L'application de contre-réaction permet facilement de supprimer pratiquement l'influence de ce taux de distorsion relativement élevé (fig. 11).

Applications aux ondes ultra-courtes.— Tube tout verre E E 50. — L'emploi du tube 4696 en moyenne fréquence se heurte à des inconvénients sur les fréquences usuelles de la radiodiffusion à cause de sa faible impédance interne.

Dans les gammes de réception normales on peut sans difficulté réaliser des impédances de plusieurs centaines de milliers d'ohms. Mais il n'en est pas de même quand il s'agit d'ondes ultra-courtes. Bien mieux, dans les récepteurs de télévision on est amené à amortir volontairement les circuits pour obtenir une bande passante aussi étendue que possible.

Le seul moyen de réaliser un gain important est, dans ces conditions, d'utiliser un tube à pente aussi élevée que possible.

Le tube décrit plus haut est donc tout indiqué. Une réalisation spéciale a été étudiée pour cet emploi. Il s'agit du tube « *Tout Verre* » EE 50. La construction « Tout Verre » ne diffère de la construction « Tout Acier » (Telefunken) que nous avons décrite ici, que par les matériaux employés. L'embase qui porte l'architecture des électrodes est en verre au lieu d'être en acier.

Ce mode de construction a permis de réduire les pertes et les capacités. Nous donnons ci-dessous les constantes du tube EE 50. Sa construction interne est exactement calquée sur celle du tube 4696.

Caractéristiques de chauffage

Tension de chauffage	Vf = 6,3 V
Courant de chauffage	If = 300 mA

Capacités

Cag	< 0,003 µµ F
Cg1	= 7,3 µµ F
Ca	= 7,1 µµ F

Caractéristiques de service

Tension d'anode	Va = 250 V
Tension de la grille-écran	Vg2 = 250 V
Tension de la cathode froide	V_{HK} = 150 V
Tension de la grille de commande	Vg1 = — 3 V
Courant d'anode	Ia = 10 mA
Courant de la cathode froide	I_{HK} = — 3 mA
Courant de la grille-écran	Ig2 = 0,7 mA
Pente	S = 14 mA/V
Résistance interne	Ri = 0,1 M

DESCRIPTION DU FREQUENCEMETRE A ONDES METRIQUES TYPE MD 61 S. A. D. I. R. [1]

par P. GAMET

Principe. — Le fréquencemètre MD61 permet des mesures à la réception et à l'émission dans une gamme comprise entre 3 m. 50 et 8 m. 50 environ.

A la réception, on utilise la méthode des battements et, à l'émission, le procédé suivant :

Soit un générateur de courant haute fréquence délivrant une fréquence fs et soit une hétérodyne de fréquence voisine fg couplée à ce générateur. Si les fréquences sont voisines il y a synchronisation. Si nous modifions alors dans l'étendue de la plage de synchronisation la fréquence du générateur, sans modifier l'amplitude de la tension synchronisante, nous savons que l'intensité dans le circuit oscillant de l'hétérodyne prend la forme donnée fig. (1).

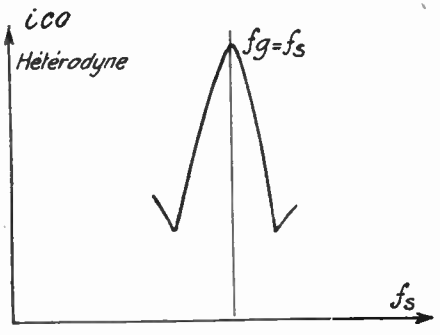


FIG. 1

Le maximum de la courbe s'obtient à l'identité des fréquences fg = fs. Ce principe est général (2).

La courbe ci-dessus est entièrement contenue dans la plage de synchro-

(1) Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 22 juin 1938.

(2) R. MESNY. — Radioélectricité générale, tome I, f. 177. Synchronisation des générateurs, f. 178. Variation du courant dans le circuit oscillant du générateur.
SCHRA. — Onde électrique, juillet 1933.

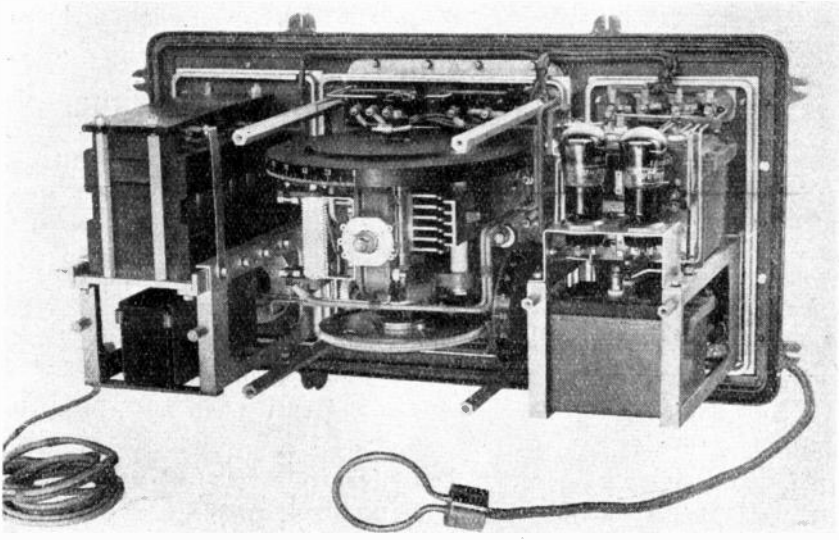


Fig. 2 — Intérieur du fréquencemètre MD 61

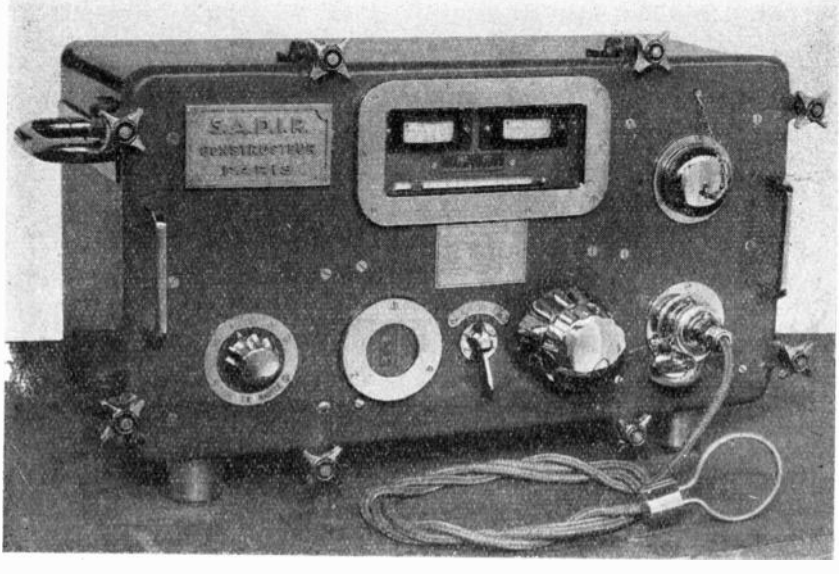


Fig. 3 — Le fréquencemètre MD 61

nisation et son acuité est bien supérieure à celle d'une courbe de résonance. Le maximum est décelé par les indications d'un milliampèremètre sensible embroché dans le circuit d'anode d'un tube détecteur. Dans le fréquencemètre, ce tube détecteur cumule, de plus, la fonction hétérodyne.

Description. — Le fréquencemètre MD61 permet de conserver dans le temps un étalonnage de 1/10.000. Il a été l'objet de soins mécaniques particuliers.

Le bâti principal du fréquencemètre est constitué par une pièce en bronze fondu très épaisse supportant le second bâti fondu du condensateur variable. C'est sur ce second bâti que l'on vient fixer les différents organes radioélectriques.

Les rotor et stator du condensateur variable du circuit oscillant sont taillés dans la masse. Le rotor du condensateur est fixé sur un axe se composant d'une partie centrale isolée à ses extrémités par 2 cylindres en stéatite emmanchés à chaud. Ce frettage de la stéatite s'obtient par un procédé à l'huile. La prise de connexion s'effectue par un dispositif à frotteur (muni d'un balai frottant sur une bague solidaire du rotor). Ce balai, dont la pression a été soigneusement réglée, effectue une connexion exempte de variations de résistance pendant la rotation. Le choix des matériaux utilisés a retenu notre attention et c'est un bronze homogène et sans soufflures qui est utilisé dans la construction des pièces importantes.

Quelques dispositions particulières sont prises au point de vue radioélectrique, à savoir :

Pour éviter les points singuliers de fonctionnement de l'hétérodyne dûs en général aux impédances des circuits de masse présentant des réactances variables avec la fréquence, nous n'avons pas pu définir un point « terre » au montage. En conséquence, tout l'ensemble des mesures est maintenu, du point de vue haute fréquence, à un potentiel différent du potentiel de masse.

L'hétérodyne constituant le fréquencemètre possède une dérive atténuée. Cette dérive atteint 3.700 cycles pour une fréquence de travail de 50.000.000 de cycles par seconde, soit environ 7,2/100.000.

L'énergie demandée par le fréquencemètre pour son fonctionnement est faible (de l'ordre de 2/10 de watt).

La gamme couverte est répartie sur 30.000 points de lecture à savoir :

Un tambour principal gradué de 0 à 300°.

Un tambour auxiliaire gradué de 0 à 100°.

Bien que cet appareil soit réalisé avec un très grand soin mécanique et que des dispositifs de rattrapage de jeux soient utilisés, il possède comme tout appareil mécanique un jeu.

Le jeu total mesuré, résultant de la somme de trois jeux, est inférieur à 1/100 de millimètre.

Essais. — Une série d'essais effectués à 50.000.000 de cycles par seconde nous a permis de définir une appréciation égale à $\pm 2 \times 10^{-5}$ et une variation de fréquence inférieure à un kilocycle par 9° centigrades.

De plus, la reprise d'un réglage (sur 10 essais de reprises) a donné un écart de 1500 cycles maximum avec des minima de l'ordre de 100 cycles.

Le changement du tube hétérodyne n'apporte que des variations de fréquence de 200 périodes par seconde.

Le fréquencemètre a été prévu pour fonctionner en tout climat. Il est étanche au jet et à la lance.

P. GAMET.

L'Editeur-Gérant : ÉTIENNE CHIRON. VESOUL. — IMP. MARCEL BON.

Vol. 18 JANVIER 1939 N° 205

ANALYSES

1. — *Le service des analyses d'articles, d'ouvrages et de brevets est assuré par MM. P. Abadie (P. A.), A. Berton (A. B.), P. Besson (P. B.), P. David (P. D.), B. Decaux (B. D.), R. Jouaust (R. J.), P. Leroy (P. L.), R. Mesny (R. My), R. Michaud (R. Md), et P. Poincelot (P. P.). Les analyses signées A. F. sont les sommaires des articles parus dans la revue* Alta Frequenza.

2. — *Les analyses sont imprimées avec une pagination speciale, pour permettre une reliure à part.*

3. — *Les références bibliographiques comportent, après le titre de l'article et le nom de l'auteur, le titre abrégé de la revue, le tome (en caracteres gras), le mois et l'année et enfin l'indication des pages.*

4. — *Abréviations utilisées pour le titre des principales revues citées dans les analyses de l'Onde Electrique.*

Alta Frequenza	*Alt. Freq.*
Annalen der Physik	*Ann. der Phys.*
Annales de Physique	*A. de Phys.*
Annales des Postes, Télégraphes, Téléphones	*Ann. P. T. T.*
The Bell System Technical Journal	*Bell. Syst. Techn.*
Bulletin de la Société Française des Electriciens	*Bul. S. F. E.*
Bulletin Société Française Radio-Electrique	*Bul. S. F. R.*
Comptes Rendus des séances de l'Académie des Sciences	*C. R. Ac. Sc.*
Electrical Communications	*El. Comm.*
Elektrische Nachrichten Tecknik	*E. N. T.*
Funk	*Funk.*
General Electric Review	*G. E. R.*
Hochfrequenz technik und Electkroakustik	*H. F. Techn. El. Ak.*
Journal of the Franklin Institute	*J. Frank. Inst.*
Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan	*J. I. E. E. Japon.*
Journal de Physique, Le Radium	*J. Phys.*
Journal of Research of the National Bureau of Standards	*J. of Res. Bur. Stand.*
Journal of Scientific Instruments	*J. Sc. Instr.*
Journal des Télécommunications	*J. Télécomm.*
Marconi Review	*Marc. Rev.*
Nippon Electrical Communication Engineering	*Nippon El. Comm. Eng.*
Onde Electrique	*O. E.*
Philips Transmitting News	*Philips Tr. N.*
The Philosophical Magazine and Journal of Science	*Phil. Mag.*
The Physical Review	*Phys. Rev.*
Proceedings of the Institute of Radio Engineers	*Proc. Inst. Rad. Eng.*
Proceedings of the Physical Society	*Proc. Phys. Soc.*
Proceedings of the Royal Society of London	*Proc. Roy. Soc.*
Proceedings of the Wireless Section of the Institution of Electrical Engineers	*Proc. Wir. Sect. I. E. E.*
Radio News and Short Wave	*Rad. News*

Radio R. E. F.	*Radio REF.*
Revue Générale de l'Electricité	*R. G. E.*
The Review of Scientific Instruments	*Rev. Sc. Instr.*
Siemens Zeitschrift	*Siem. Zeits.*
Telefunken Zeitung	*Telef. Ztg.*
The Wireless Engineerand Experimental Wireless.	*Wir. Eng. Exp. Wir.*
Wireless World	*Wir. World.*
Wissenschaftliche Veroffentl. dem Siemens-Konzern	*Wissen. Verof. Siemens-Konz.*
Zeitschrift für Physik	*Zts. Phys.*
Zeitschrift fur Technische Physik	*Zts. Techn. Phys.*

GÉNÉRALITÉS

Electrotechnique et mathématiques (Réflexions d'un technicien). — P. BRUNET. *R. G. E.* 13-20 août 1938, XLIV, 7, 201-208.

Dans cet article, l'auteur — dont les travaux sont assez connus pour lui conférer l'autorité nécessaire — cherche à préciser le rôle exact des mathématiques en électrotechnique. Il considère le calcul comme un outil commode pour extraire, d'un ensemble d'hypothèses, une série de déductions : l'opération ainsi faite est brève, claire pour les initiés, comprise dans toutes les langues ; mais elle est « mécanique », et « n'introduit rien qui ne soit contenu dans le point de départ ». La véritable difficulté est donc de bien poser les équations initiales ; or, il y faut toujours pas mal d'arbitraire, car d'une part les lois physiques contiennent souvent des approximations (p. ex. même la loi d'Ohm néglige les jonctions des conducteurs, la répartition exacte du courant dans la section... etc.) ; d'autre part le nombre des inconnues est toujours beaucoup plus grand que celui des équations sûres, et l'on est conduit à ajouter des relations ou des paramètres empiriques plus ou moins douteux. Ainsi, dans certaines méthodes de construction, dans des « projets » d'élèves ou des cahiers des charges, on trouve parfois des conditions tout à fait inutiles ou même nuisibles.

Prenant divers exemples dans la construction des lignes, des machines, dans l'application des équations générales de Maxwell, l'auteur montre l'impuissance du calcul seul. Il résume en ces termes :

« Doit-on conclure que les mathématiques n'ont que peu d'utilité pour certains électrotechniciens et qu'ils peuvent les laisser de côté ? Non, on peut dire au contraire qu'elles leur sont nécessaires. Mais il y a lieu de les mettre à leur vraie place, de ne pas abuser de leur emploi, de ne pas leur attribuer des vertus qu'elles n'ont pas : elles doivent faire penser à un bon domestique qu'on ne doit pas laisser devenir importun. »

P. D.

Expériences sur des systèmes magnétiques de l'optique électronique. — S. MALATESTA. *Alta Frequenza, VII*, juillet 1938, 447-458.

L'auteur étudie expérimentalement les propriétés des systèmes magnétiques de l'optique électronique, particulièrement en ce qui concerne leurs aberrations ; il décrit la construction d'une lentille magnétique mince et d'un microscope électronique.

A. F.

L'exposition de la radio de Londres, 1938. — *WIR ENG.* Octobre 1938, XV, p. 543-554.

La télévision était le principal centre d'intérêt de cette exposition. Apparition de nombreux récepteurs munis de nouveaux tubes cathodiques de faible diamètre, parallèlement, d'ailleurs, à un accroissement du nombre des récepteurs à projection sur grand écran. Certains types nouveaux de tubes cathodiques sont de longueur très réduite, facilitant le montage horizontal. Pour la déflexion et la concentration du faisceau, les systèmes électromagnétiques et électrostatiques ne sont pas encore nettement départagés ; quelques firmes en font un emploi mixte. Quant au récepteur proprement dit, très grosse majorité de superhétérodynes ; la réception du son est combinée, et certains modèles comprennent un récepteur « toutes ondes ».

Les récepteurs de radiodiffusion n'ont subi que peu de changements, les études des constructeurs ayant porté presque uniquement sur l'accord automatique par boutons-poussoirs. En dehors des diverses solutions présentées dans cet article, notons toutefois une baisse de faveur de la sélectivité variable, un recul de la pentode comme lampe de sortie au profit de la tétrode, enfin un développement (naturel) des dispositifs de contrôle automatique de la fréquence.

Peu de chose à dire des appareils de mesure exposés, pour la plupart appareils classiques d'essai et de dépannage de récepteurs.

Les besoins de la télévision ont provoqué la création de nouveaux types de lampes : quelques lampes à forte pente et à faible capacité entre électrodes (en particulier une lampe à émission secondaire), ainsi que des tétrodes à sortie de plaque en sommet, pour les bases de temps.

Enfin, au sujet des hauts-parleurs, on peut observer une amélioration de la qualité des aimants permanents d'excitation, ainsi qu'une tendance à enfermer complètement l'arrière dans une boîte, de façon à éviter les baffles de grandes dimensions, en dépit des inconvénients qui peuvent en résulter.

A. B.

MESURES

Pont à résonance pour des fréquences allant jusqu'à 10 Mc/s. — C. L. FORTESCUE et G. MOLE. *Proc. Wir. Sect. I. E. E.*, 12, juin 1938, 112-120.

Le schéma est classique : les efforts des auteurs ont porté sur la suppression des inductances et des capacités résiduelles et sur la réalisation de résistances variables convenables. Les résistances sont constituées par des fils tendus dans l'axe de tubes formant écran ; un contact glissant sur l'une d'elles réalise les résistances variables. Ce point de contact est constamment au potentiel du sol à l'aide d'un pont auxiliaire de Wagner.

Les auteurs donnent les détails de réalisation de l'ensemble. Ils établissent les formules de correction à appliquer pour tenir compte des capacités par rapport au sol dont le dispositif de Wagner ne peut éliminer les effets. Enfin, ils montrent les résultats obtenus par le pont dans la mesure de la différence de deux résistances de même forme géométrique, mais dont les fils sont de nature différente. Ils concluent que le pont permet de mesurer, dans la gamme 1-10 Mc/s, des résistances inférieures à 10 ohms avec une erreur inférieure à 0,01 ohm. Des essais en cours ont pour but d'étendre la gamme des fréquences jusqu'à 100 Mc/s.

L'article est suivi de la discussion qui a eu lieu devant The Wireless Section.

P. A.

L'étalon primaire d'inductance mutuelle du « National Physical Laboratory ». — N. F. ASTBURY. *Phil. Mag.* février 1928, *25*, 176, 290-317.

L'étalon d'inductance mutuelle de 10 millihenrys, établi par Campbell en 1907, joue un grand rôle dans les mesures en courant alternatif effectuées par le N. P. L. Aussi a-t-on trouvé bon de perfectionner cet étalon en tenant compte des progrès récents : la bobine secondaire a été refaite pour avoir une résistance plus faible et une section plus carrée ; en outre deux enroulements supplémentaires permettent une certaine variation (continue) de la mutuelle.

La réalisation, les formules, les méthodes d'emploi et les causes d'erreur possibles (notamment la capacité par rapport au sol) sont discutées.

Finalement la conclusion est que la précision atteinte est de *un millionième*. P. D.

Les capacités en très haute fréquence. — R. KING. *Phil. Mag.* février 1938, *25*, 167, 339-363.

Discussion théorique et expérimentale sur l'impédance d'un condensateur à plaques circulaires parallèles, pour des ondes centimétriques. Il est tenu compte de la distribution de courant à la surface des plaques, et il apparaît une inductance en série et une résistance en shunt sur la capacité ; on peut attribuer au condensateur un « indice de réfraction » caractérisant le rapport de la vitesse des ondes le long des connexions et plaques, pour chaque valeur de la capacité, à la même vitesse en l'absence de capacité.

L'étude est faite en particulier pour un certain modèle (General Radio 222) et les vérifications expérimentales sont satisfaisantes. P. L.

La mesure directe de la conductance due aux pertes dans les condesanteurs aux hautes fréquences. — M. BOELLA. *Proc. Inst. Rad. Eng.*, *26*, avril 1938, 121-132.

La mesure de l'angle de pertes de condensateurs par les méthodes normales de substitution exige l'utilisation d'un condensateur étalon ayant des pertes nulles ou tout au moins connues. Aux fréquences élevées et pour des angles faibles, on ne peut négliger a priori comme on le fait d'habitude les pertes dans les armatures métalliques qui varient évidemment avec la valeur de la capacité. C'est pour mettre en évidence de telles pertes et pour voir dans quelles limites on peut ne pas en tenir compte que l'auteur a étudié une variante de la méthode classique de substitution.

En principe, le condensateur à l'essai C et le condensateur étalon C^o sont placés en série aux bornes d'un circuit oscillant. Par couplage, on induit dans ce circuit, une f.e.m. constante. L'appareil à étudier étant en service, on fait l'accord habituel et on repère la tension V aux bornes de l'ensemble. L'appareil étant court-circuité, on refait l'accord à l'aide de l'étalon et on rétablit la valeur de la tension V à l'aide d'une résistance R connue mise en parallèle sur ce dernier. Des deux valeurs de C_o et de celle de R, on déduit la conductance parallèle de C^x.

L'auteur donne les détails de construction du condensateur étalon C^o et les schémas complets du circuit de mesure, du voltmètre à diode et de l'émetteur. Il insiste sur les erreurs à éviter dans la mise hors-circuit de C^x et il montre les résultats obtenus sur 3 capacités différentes pour des fréquences de 2.000 à 1.200 kc s. Il termine en indiquant les modifications à apporter au montage pour l'utiliser à des fréquences plus élevées. P. A.

Sur la façon dont se comportent les condensateurs variables aux fréquences radio et sur les méthodes de mesure à suivre. — G. HOLZNER. *Alta Frequenza*, *VII*, N^s 8-9, août-septembre 1938, 582-633.

Dans la première partie l'auteur expose les connaissances et les considérations générales pouvant être utiles soit pour l'étude des propriétés des condensateurs variables à air aux basses fréquences et aux fréquences radio (jusqu'à 10 Mc s), soit pour le choix de la meilleure méthode de mesure des éléments caractéristiques de ces condensateurs et pour l'application de ces méthodes. L'auteur discute les origines et les effets de ces éléments et leur façon d'agir aux différentes fréquences.

Dans la deuxième partie l'auteur passe en revue les méthodes proposées pour la mesure aux fréquences radio des éléments fondamentaux, en les faisant précéder de quelques remarques d'ordre pratique sur l'usage des méthodes de résonance qui sont celles que l'on emploie généralement aux fréquences élevées.

A. F.

Variations des capacités entre les électrodes des lampes en fonction des conditions de fonctionnement. T. IORWERTH JONES. *Proc. Wir. Sect. I. E. E.*, *13*, mars 1938, 11-22.

L'auteur s'est proposé de voir si les variations des capacités entre électrodes pouvaient être une des causes de l'instabilité de la fréquence des oscillateurs. Il a donc mesuré ces variations avec un pont à haute-fréquence (Voir analyse O. E. 1934, 24 A.) ; les différentes opérations ont lieu sans déconnecter la lampe, ce qui permet d'obtenir des précisions relatives de l'ordre de 0,01 $\mu\mu$ F. Les essais ont porté sur les variations ΔCag et Δ(Cfg + Cag), les difficultés rencontrées ayant fait renoncer à l'étude des variations de Caf.

Diverses lampes ont été soumises aux expériences et l'article contient de nombreuses courbes donnant les variations des capacités en fonction du courant d'anode lorsqu'on fait varier soit le potentiel de grille, soit l'intensité du courant de chauffage. Il est difficile de tirer des conclusions précises sur la cause de ces variations. Le temps de parcours des électrons ne semble pas jouer de rôle, du moins aux fréquences utilisées (100 et 1000 kc s). L'effet de la vitesse initiale des électrons semble d'autant plus grand que l'émission électronique est plus grande, mais entre les différentes lampes, les résultats sont peu comparables. Il semble y avoir une relation assez nette entre les variations des capacités et les conductances de la lampe, mais incontestablement il y a d'autres variables.

Il est donc nécessaire de poursuivre les essais pour se faire une opinion plus précise ; mais on peut déjà affirmer que le phénomène est important et peut affecter la stabilité des oscillateurs.

L'article se termine par une discussion qui n'apporte pas de fait expérimental nouveau. Il est suivi d'un article de E. B. Moullin sur la capacité interne apparente d'une diode plane, article purement théorique où l'auteur veut surtout montrer qu'on ne peut pas à la base d'un calcul de capacité négliger la vitesse initiale des électrons. Dans la discussion, W. E. Benham conteste la validité de l'emploi de certaines équations et de tout cela, le lecteur garde l'impression d'une théorie très imparfaitement au point.

P. A.

Mesures des pertes diélectriques aux radio-fréquences. — A. DUNFORD et S. E. GOODALL. *The Wireless Engineer*, *15*, 183, décembre 1938, 662-668.

Les auteurs ont utilisé la méthode de la variation de réactance (largeur de la courbe de résonance en fonction de la capacité d'accord d'un circuit oscillant). L'appareillage est entièrement calqué sur celui qui a été utilisé

par Hartshorn et Ward (voir O. E. analyses octobre 1937, 61A).

L'article donne les valeurs des angles de perte et de la constante diélectrique de 4 diélectriques (céramique, micanite, ébonite et paxoline) pour les fréquences de 10^6, 10^7 et 4.10^7 cp. s et aux températures de 20,40 et 100° C. P. A.

Le comportement des résistances élevées aux h. f. — HARTSHORN. *The Wireless Engineer, 15*, juillet 1938, 363-368.

Plusieurs expérimentateurs notamment Boella et Puckle avaient trouvé que les résistances type bâtonnets utilisées en radiotechnique diminuaient sensiblement de valeur quand les fréquences d'utilisation augmentaient. Howe (The Wir. Eng., juin 1935, Editorial) avait essayé d'expliquer ces variations par la capacité répartie d'une telle résistance et il avait établi une formule permettant de les évaluer.

L'auteur a essayé de vérifier expérimentalement cette formule : ses mesures ont été effectuées à l'aide d'un appareillage déjà décrit (voir O. E., analyses, octobre 1937, 61A). Les principales difficultés proviennent de l'évaluation de la capacité répartie modifiée par la présence des conducteurs voisins. Les résultats des mesures effectuées sur 11 résistances échelonnées de 100 ohms à 1 mégohm pour des fréquences allant de 0,6 à 100 mégacycles p. s. ont confirmé les considérations théoriques de Howe et ont permis d'affirmer que la diminution de la résistance, quand la fréquence croît, est presque exclusivement dûe à la capacité répartie des résistances. P. A.

Constante diélectrique et conductibilité du sol en très haute fréquence. — S. S. BANERJEE. *Phil. Mag.* juin 1938, *25*, 172, 1025-1033.

L'auteur a observé l'affaiblissement des ondes le long de fils de Lecher enfouis dans le sol : il en déduit, grâce aux formules de Smith-Rose et Mc Petrie, la constante diélectrique ε et la conductibilité σ pour des fréquences de 57 et 71 Mc/s (5,3 et 4,2 m.). Ces deux quantités croissent naturellement avec l'humidité : ε de 3,2 à 17 (UES), et σ de 1,5 à $9,8.10^6$ (UES) (*) ; et quand la fréquence augmente, ε décroît tandis que σ croît. P. L.

Mesures de courant en haute fréquence. — K. TANI et N. TAHARAKUTI. *Rep. Rad. Bes. Japan*, juin 1938, VIII, 1, 41-46.

Méthode d'étalonnage des ampèremètres haute fréquence, par comparaison photo-électrique. Corrections nécessaires. « On peut obtenir une précision meilleure que 1 % » pour des intensités de 4 ampères à 50 Mc/s (cependant, l'accord avec un voltmètre à lampes et des résistances, n'est pas meilleur que 5 %). P. L.

Détermination directe des constantes électriques du sol en très haute fréquence. — M. K. CHAKRAVARTY, S. R. KHASTGIR. *Phil. Mag.* mai 1938, *25*, 170, 793-801.

La constante diélectrique ε et la conductibilité σ d'un échantillon de sol, se déduisent de l'observation de la longueur d'onde et de l'amortissement sur des « fils de Lecher » immergés dans cet échantillon. Les mesures ont été faites de 74 à 88 Mc/s (4,06 à 3,38 m.) et pour divers degrés d'humidité du sol.

Les résultats sont les suivants :

ε croît avec l'humidité de 3,5 (UES) à 30 environ, et décroît sensiblement comme la longueur d'onde ;

σ croît aussi avec l'humidité, de $1,4.10^{-14}$ à $9,3.10^{-14}$ (UEM), et semble maximum pour la fréquence 80 Mc/s. P. L.

La mesure des courants alternatifs et l'étalonnage des thermo-couples pour les ondes décimétriques jusqu'à 500 mégacycles /s. — M. J. O. STRUTT et K. S. KNOL. *Physica*, 5, avril 1938, 205-214.

Le principe des mesures jusqu'à 60 Mc/s est le suivant : un circuit bouchon est parcouru par un courant i repéré sur l'appareil à étalonner. On mesure l'impédance de ce circuit bouchon (par une méthode de variation d'impédance) et on mesure aussi la tension à ses bornes à l'aide d'un voltmètre à diode-gland, d'où on déduit i.

Des précautions sont prises pour éliminer les erreurs dues aux connexions de la diode, aux dérivations dans le circuit du microampèremètre associé au thermo-couple. Enfin tous les appareils sont soigneusement mis sous écran. L'article contient les résultats des mesures effectuées sur 2 thermo éléments spéciaux avec une discussion sommaire sur les écarts par rapport à l'étalonnage en courant continu.

Au-dessus, jusqu'à 500 Mc/s, les auteurs ont utilisé une sorte de thermomètre différentiel à air imité d'un appareil utilisé par Scheibe. La principale difficulté consiste à faire passer le même courant dans cet appareil étalon et le thermo-couple à l'essai. Pour cela on les insère en deux points correspondants d'un système de fils de Lecher et de plus, à côté de chacun d'eux, on place deux thermo-éléments identiques servant à vérifier la constance des courants.

L'article donne les résultats de mesure sur un thermo-couple spécial pour des longueurs d'onde allant de 60 à 114 cm. Mais les auteurs ne sont pas sûrs que l'écart de 5 % à 60 cm. (par rapport à l'étalonnage en courant continu) n'est pas dûe à l'inégalité du courant dans les deux appareils. Ces mesures vont être reprises à des fréquences plus élevées avec un nouvel appareillage.

P. A.

Appareillage pour étalonner les microphones électrostatiques. — E. FANO. *Alta Frequenza*, *VII*, 7 juillet 1938, 486-493.

L'auteur décrit un ensemble d'appareils capable d'effectuer l'étalonnage de microphones électrostatiques avec deux méthodes différentes : la méthode dite de l'électrode auxiliaire et celle en haute fréquence.

Les courbes se référant aux mesures effectuées montrent la coïncidence des deux méthodes. L'auteur a effectué également l'étalonnage d'un microphone dans le vide afin de vérifier l'influence du matelas d'air interposé entre la membrane et l'électrode fixe.

A.F.

EXPLOITATION - APPLICATIONS

Etat actuel des systèmes d'atterrissage (sans visibilité). — W. E. JACKSON. *Proc. I. R. E.* juin 1928, *26*, 6, 681-699.

Depuis une dizaine d'années, le problème de l'atterrissage « aveugle » a provoqué des recherches très importantes et variées. Aux Etats-Unis, plusieurs systèmes ont été complètement développés et mis partiellement en service. L'expérience ainsi acquise permet maintenant de « faire le point », de dégager les avantages et inconvénients de chaque dispositif, et d'établir le cahier des charges du système idéal en vue de son adoption définitive.

L'auteur résume les travaux d'un comité constitué à cet effet par les groupements intéressés ; son exposé est particulièrement instructif, du fait que les difficultés et défauts de chaque solution sont très nettement indiqués. Le programme finalement tracé peut être résumé comme suit :

Trois éléments sont nécessaires : l'alignement, la « glissade » (guidage en hauteur), les « marqueurs » (signalant la limite du terrain). Tous sont prévus en ondes métriques (2,7 à 1 m.).

La portée de l'alignement doit être de 30 km. pour l'altitude 1.000 m. ; sa précision telle que l'indicateur visuel de bord donne une déviation de 10° pour un écart de route de 1,9°. Il ne doit y avoir ni axes parasites, ni effets d'interférence.

La « glissade » doit être douce, réglable et exempte d'interférences.

Les marqueurs doivent être caractérisés visuellement et acoustiquement, par modulation (400 et 1.300 c/s) et manipulation différentes ; ils doivent être perceptibles à bord 100 m. avant et après passage, et pour des écarts latéraux de 210 m., à une altitude de 600 m.

Parmi les progrès futurs, on envisage différents assouplissements du système, et l'emploi possible d'un « pilote automatique d'atterrissage ».

P. D.

BIBLIOGRAPHIE

Antennes pour ondes courtes. (Antennes d'émission et de réception en théorie et en pratique. — R. KOLLAK, H. VEHDE. 1 vol. 21 × 15 cm. 150 p., 138 fig., *Weidmannsche Verlagsbuchhandlung*, 1938. broché, 4,60 RM. (En allemand).

La disposition et l'attaque des antennes en ondes courtes, constituent des problèmes délicats pour l'amateur et le technicien. Le but du présent ouvrage est de leur indiquer les solutions possibles et leurs raisons d'être.

Les principes de la distribution du courant et du rayonnement sont d'abord rappelés, et appliqués aux types d'antenne « classiques ». Divers diagrammes donnent la réactance, la résistance, l'impédance itérative. Puis viennent des schémas pratiques indiquant clairement les détails de réalisation.

La possibilité et l'intérêt du pouvoir directif sont enfin rappelés dans le dernier chapitre.

Contenant un minimum de formules essentielles, ce petit livre est facile à parcourir et paraît devoir être utile à ceux qui cherchent un exposé élémentaire, mais correct, de la question.

P. D.